



**David Emanuel
Coelho Santos**

**Controlo de uma máquina de ensaios de
dispositivos biomecânicos**



**David Emanuel
Coelho Santos**

**Controlo de uma máquina de ensaios de
dispositivos biomecânicos**

Dissertação apresentada à Universidade de Aveiro para cumprimento dos requisitos necessários à obtenção do grau de Mestre em Engenharia Mecânica, realizada sob orientação científica do Doutor Jorge Augusto Fernandes Ferreira, Professor Auxiliar do Departamento de Engenharia Mecânica da Universidade de Aveiro, e do Doutor António Manuel Godinho Completo, Professor Auxiliar do Departamento de Engenharia Mecânica da Universidade de Aveiro.

O júri

Presidente

Doutor Vítor Manuel Ferreira dos Santos

Professor Associado da Universidade de Aveiro

Vogais

Doutor Manuel José Cabral dos Santos Reis

Professor Associado com Agregação da Universidade de
Trás-os-Montes e Alto Douro (arguente)

Doutor Jorge Augusto Fernandes Ferreira

Professor Auxiliar da Universidade de Aveiro (orientador)

Doutor António Manuel Godinho Completo

Professor Auxiliar da Universidade de Aveiro (co-orientador)

Agradecimentos

Ao Professor Doutor Jorge Ferreira pela sua disponibilidade e empenho na orientação deste trabalho.

Ao Engenheiro Marco Santos pela sua disponibilidade, transmissão de conhecimentos e orientação crítica de muitos dos aspetos presentes no trabalho.

Ao Professor Doutor António Completo pelo apoio prestado durante a realização deste trabalho.

Ao Engenheiro Délio Rolo pela discussão e sugestão de ideias durante a realização dos nossos projectos que compartilharam uma base científica idêntica.

Ao colega, amigo e Engenheiro Mário Oliveira um muito obrigado.

A todos os restantes companheiros do laboratório de biomecânica pelo companheirismo e boa disposição.

Ao grupo os 'Jabardolas d'Aveiro' pela amizade e união demonstrada ao longo de todo o percurso académico.

À minha família por todo o apoio prestado ao longo da minha vida.

Palavras-chave

sistemas pneumáticos, biomecânica, controlo de posição, controlo de força, controlo em tempo-real, controlo PID, controlo baseado em lógica difusa

Resumo

O presente trabalho descreve o desenvolvimento de uma plataforma de controlo distribuído e em tempo-real de uma máquina servopenumática com cinco eixos. A máquina servopneumática permite a realização de ensaios que simulam as forças e movimentos da articulação patelo-femural, envolvendo o controlo de força e posição. O sistema é composto por um controlador reconfigurável *CompactRIO* e foi totalmente programado em *LabVIEW*. A plataforma de software foi estruturada de modo a assegurar ensaios de execução ininterrupta ao longo de várias semanas e permitir a monitorização e a aquisição de dados do sistema a controlar. Foram implementados controladores PID lineares e não lineares e controladores baseados em lógica difusa. É dada nesta dissertação mais ênfase aos controladores difusos, onde se averigua as suas potencialidades para moldar a contribuição das componentes integral e derivativa do erro e o seu desempenho utilizando o erro como entrada. São indicados os resultados relativos ao seguimento de várias trajetórias. Os resultados experimentais mostram um desempenho superior por parte dos controladores difusos comparativamente ao desempenho do controlador PID.

Keywords

pneumatic systems, biomechanical, position control, force control, real-time control, PID controller, fuzzy logic controller

Abstract

The present thesis describes the development of a distributed and real-time controlled platform of a servo-pneumatic machine with five axes. The servopneumatic machine performs tests that simulate the forces and movements of the patella-femoral articulation, involving force and position control. The system is constituted by a reconfigurable controller named *CompactRIO* and was totally programmed in *LabVIEW*. The software platform was structured in a way that test with uninterrupted execution is assured and the monitoring and data acquisition is possible. Linear PID controllers, nonlinear PID controllers and fuzzy logic controllers were implemented. In this thesis more emphasis is given to the fuzzy controllers, where its potential to tune the integral and the derivative components is tested as well its performance when the error is the input. The results of several waves responses are also presented. The experimental results show a better performance of the fuzzy controllers when compared with PID controller performance.

Conteúdo

1	Introdução	1
1.1	Enquadramento	1
1.2	Objetivo central	4
1.3	Organização da dissertação	4
2	Revisão Bibliográfica	5
2.1	Pneumática	5
2.2	Controladores	7
3	Controladores Utilizados	11
3.1	Controlador PID	11
3.1.1	Ação Proporcional	12
3.1.2	Ação Integral	12
3.1.3	Ação Derivativa	13
3.1.4	Configurações do Controlador PID	13
3.2	Controlo baseado em lógica difusa	15
3.2.1	Sistemas Difusos	16
3.2.1.1	Universo de discurso	16
3.2.1.2	Variáveis e valores linguísticos	16
3.2.1.3	Funções e graus de pertença	17
3.2.1.4	Conjuntos difusos	18
3.2.1.5	Regras linguísticas	18
3.2.1.6	Base de regras	19
3.2.2	Controladores difusos	20
3.2.2.1	Difusificação	20
3.2.2.2	Mecanismo de Inferência	21
3.2.2.2.1	<i>Matching</i>	21
3.2.2.2.2	Determinar as conclusões (<i>Inference Step</i>)	22
3.2.2.3	Desdifusificação	23
3.2.3	Sistemas de inferência Takagi-Sugeno	24
3.2.4	Esquema de um controlador PID difuso	24
4	Plataforma Experimental	27
4.1	Sistema Eletropneumático	27
4.2	Plataforma de Hardware	31
4.3	Plataforma de Software Implementada	34

4.3.1	Operações no FPGA	36
4.3.2	Operações no controlador de tempo-real	36
4.3.3	Operações no Windows PC	39
4.4	Modelo da articulação patelo-femural	41
5	Projeto dos controladores	43
5.1	Controlador PID linear	43
5.2	Controlador PID não linear	45
5.3	Controlador FLC P+ID	46
5.4	Controlador FLC PID(1)	54
5.5	Controlador FLC PID(2)	57
5.6	Controlo de força implementado no FPGA	59
5.6.1	Controlador PID linear implementado no FPGA	60
5.6.2	Controlador FLC P implementado no FPGA	61
6	Resultados experimentais	63
6.1	Experiências em malha aberta	63
6.2	Translação Força Vertical Quadril	66
6.2.1	Controlo de Posição	66
6.2.1.1	Resposta ao degrau	67
6.2.1.2	Seguimento de uma trajetória sinusoidal	68
6.2.2	Controlo de força implementado no controlador de tempo-real	69
6.2.2.1	Resposta ao degrau	70
6.2.2.2	Seguimento de uma trajetória sinusoidal	71
6.2.3	Controlo de Força implementado no FPGA	72
6.2.3.1	Resposta ao degrau	73
6.2.3.2	Seguimento de uma trajetória sinusoidal	74
6.3	Força Músculo Quadríceps	75
6.3.1	Resposta ao degrau	76
6.3.2	Seguimento de trajetórias sinusoidais	77
6.4	Rotação Tíbia	80
6.4.1	Resposta ao degrau	80
6.4.2	Seguimento de uma trajetória sinusoidal	81
6.5	Translação Horizontal Anterior-Posterior	82
6.5.1	Resposta ao degrau	83
6.5.2	Seguimento de uma trajetória sinusoidal	84
6.6	Translação Horizontal Medio-Lateral	85
6.6.1	Resposta ao degrau	86
6.6.2	Seguimento de uma trajetória sinusoidal	87
6.7	Resultados experimentais dos ensaios com o modelo da articulação patelo-femural	88
6.7.1	Ensaio 1	88
6.7.2	Ensaio 2	92
6.7.3	Discussão dos resultados dos ensaios com o modelo da articulação patelo-femural	95

7	Conclusões e trabalhos futuros	97
7.1	Principais contribuições e conclusões do trabalho	97
7.2	Trabalhos futuros	98
A	Ficheiros *.fis dos controladores de lógica difusa gerados no MATLAB	105
A.1	FLC P do controlador de posição do eixo TFVQ	105
A.2	FLC P do controlador de força implementado no controlador de tempo-real do eixo TFVQ	106
A.3	FLC P do controlador de força implementado no FPGA do eixo TFVQ	107
A.4	FLC P do controlador de posição do eixo FMQ	109
A.5	FLC PD do controlador de posição do eixo FMQ	110
A.6	FLC P do controlador de posição do eixo RT	111
A.7	FLC P do controlador de posição do eixo THAP	112
A.8	FLC P do controlador de posição do eixo THML	114
A.9	FLC I(D)	115
B	Restantes resultados experimentais	117
B.1	Translação e Força Vertical Quadril - controlo de posição	117
B.2	Translação e Força Vertical Quadril - controlo de força	119
B.2.1	Controlo de força implementado no controlador de tempo-real	119
B.2.2	Controlo de força implementado no FPGA	121
B.3	Força Músculo Quadríceps	123
B.4	Rotação Tíbia	124
B.5	Translação Horizontal Anterior-Posterior	126
B.6	Translação Horizontal Medial-Lateral	128
B.7	Ensaio com o modelo patelo-femural	129
B.7.1	Ensaio em anexo 1	129
B.7.2	Ensaio em anexo 2	132

Lista de Tabelas

2.1	Principais características dos diferentes tipos de acionamento	7
3.1	Características das ações proporcional, integral e derivativa quando são aumentadas	13
3.2	Base de regras para o controlo da temperatura do forno	20
4.1	Características das servoválvulas	28
4.2	Características dos atuadores pneumáticos de cada eixo.	29
4.3	Características dos transdutores de posição lineares.	30
4.4	Características do transdutor de posição rotativo.	30
4.5	Características dos transdutores de força	31
4.6	Características gerais do cRIO-9073.	32
4.7	Características gerais do NI 9215	33
4.8	Características gerais do NI 9263	33
4.9	Características gerais do NI 9411	33
4.10	Prioridades e tempos de ciclos das tarefas processadas no controlador de tempo-real.	37
5.1	Parâmetros dos controladores PID utilizados no controlo de posição dos vários eixos.	44
5.2	Parâmetros do controlador PID utilizado no controlo de força do eixo TFVQ.	44
5.3	Tabela com os valores utilizados para representar o intervalo de $r(t)_{limites}$ para cada eixo.	45
5.4	Parâmetros dos controladores NPID utilizados no controlo de posição dos vários eixos.	46
5.5	Parâmetros do controlador NPID utilizado no controlo de força do eixo TFVQ.	46
5.6	Constantes g_e utilizadas no bloco de pré-processamento de cada eixo.	47
5.7	Base de regras do controlador de posição FLC P do eixo TFVQ.	48
5.8	Base de regras do FLC P do eixo FMQ.	49
5.9	Base de regras do FLC P do eixo RT.	50
5.10	Base de regras do FLC P do eixo THAP.	51
5.11	Base de regras do FLC P do eixo THML.	52
5.12	Base de regras do controlador de força FLC P do eixo TFVQ.	53
5.13	Parâmetros dos controladores FLC PID utilizados no controlo de posição dos vários eixos.	54
5.14	Parâmetros do controlador FLC P+ID utilizado no controlo de força do eixo TFVQ.	54

5.15	Base de regras do FLC ID.	56
5.16	Parâmetros dos controladores FLC PID(1) utilizados no controlo de posição dos vários eixos.	57
5.17	Parâmetros do controlador FLC PID(1) utilizado no controlo de força do eixo TFVQ.	57
5.18	Base de regras do FLC PD.	58
5.19	Parâmetros do controlador PID implementado no FPGA.	60
5.20	Base de regras do FLC P implementado no FPGA.	62
6.1	Resultados experimentais da resposta ao degrau no eixo TFVQ.	68
6.2	Resultados experimentais da resposta ao seguimento de uma trajetória sinu-soidal com período de 3 s no eixo TFVQ.	69
6.3	Resultados experimentais da resposta ao degrau no eixo TFVQ.	71
6.4	Resultados experimentais da resposta ao seguimento de uma trajetória sinu-soidal com frequência de 0,5 Hz no eixo TFVQ.	72
6.5	Resultado experimentais da resposta ao degrau no eixo TFVQ.	74
6.6	Resultados experimentais da resposta ao seguimento de uma trajetória sinu-soidal com frequência de 1 Hz no eixo TFVQ.	75
6.7	Resultados experimentais da resposta ao degrau no eixo FMQ.	77
6.8	Resultados experimentais da resposta ao seguimento de uma trajetória sinu-soidal com frequência de 0,5 Hz no eixo FMQ.	78
6.9	Resultados experimentais da resposta ao seguimento de uma trajetória sinu-soidal com frequência de 1 Hz no eixo FMQ.	79
6.10	Resultados experimentais da resposta ao degrau no eixo RT.	81
6.11	Resultados experimentais da resposta ao seguimento de uma trajetória sinu-soidal com frequência de 0,5 Hz no eixo RT.	82
6.12	Resultados experimentais da resposta ao degrau no eixo THAP.	84
6.13	Resultados experimentais da resposta ao seguimento de uma trajetória sinu-soidal com frequência de 0,5 Hz no eixo THAP.	85
6.14	Resultados experimentais da resposta ao degrau no eixo THML.	87
6.15	Resultados experimentais da resposta ao seguimento de uma trajetória sinu-soidal com frequência de 1 Hz no eixo THML.	88
6.16	Resultados experimentais da resposta ao seguimento de uma trajetória sinu-soidal com frequência de 1,5 s no eixo FMQ.	90
6.17	Resultados experimentais da resposta ao seguimento de uma trajetória sinu-soidal com frequência de 3 s no eixo FMQ.	93
B.1	Resultados experimentais da resposta ao sinal em rampa no eixo TFVQ. . . .	118
B.2	Resultados experimentais da resposta ao seguimento de uma trajetória sinu-soidal com período de 3 s no eixo TFVQ.	119
B.3	Resultados experimentais da resposta ao sinal em rampa no eixo TFVQ. . . .	120
B.4	Resultados experimentais da resposta ao seguimento de uma trajetória sinu-soidal com frequência de 1 Hz no eixo TFVQ.	121
B.5	Resultados experimentais da resposta a um sinal em rampa no eixo TFVQ. .	122
B.6	Resultados experimentais da resposta ao seguimento de uma trajetória sinu-soidal com frequência de 0,5 Hz no eixo TFVQ.	123
B.7	Resultados experimentais da resposta a um sinal em rampa no eixo FMQ. . .	124

B.8	Resultados experimentais da resposta a um sinal em rampa no eixo RT. . . .	125
B.9	Resultados experimentais da resposta ao seguimento de uma trajetória sinusoidal com frequência de 1 Hz no eixo RT.	126
B.10	Resultados experimentais da resposta a um sinal em rampa no eixo THAP. .	127
B.11	Resultados experimentais da resposta ao seguimento de uma trajetória sinusoidal com frequência de 1 Hz no eixo THAP.	128
B.12	Resultados experimentais da resposta a um sinal em rampa no eixo THML. .	129
B.13	Resultados experimentais da resposta ao seguimento de uma trajetória sinusoidal com frequência de 3 s no eixo FMQ.	130
B.14	Resultados experimentais da resposta ao seguimento de uma trajetória sinusoidal com frequência de 3 s no eixo FMQ.	133

Lista de Figuras

1.1	Máquina de ensaios servopneumática	2
1.2	Esquema dos movimentos e forças presentes na articulação patelo-femural . .	3
2.1	Modelo da força de atrito em função da velocidade	7
2.2	Sistema de controlo em malha fechada	8
3.1	Diagrama de blocos de um controlador proporcional.	12
3.2	Principais configurações do PID	14
3.3	Arquitetura de um controlador difuso	16
3.4	Principais tipos de funções de pertença	17
3.5	Função de pertença do valor linguístico “moderada” da variável linguística “temperatura atual”	18
3.6	Conjunto difuso da variável linguística “temperatura atual”	18
3.7	Difusificação da entrada $x_1 = 60$	20
3.8	Ilustração do processo de <i>matching</i> e o <i>inference step</i> para o exemplo do con- trole da temperatura num forno.	23
3.9	Desdifusificação do conjunto difuso agregado da figura 3.8 pelo método de difusificação CoG	24
3.10	Esquema do princípio de um controlador PID difuso	25
4.1	Eixos da máquina servopneumática	27
4.2	Unidade de tratamento de ar <i>Festo</i> MSB6	28
4.3	Servoválvula <i>Festo</i> MPYE.	28
4.4	Actuadores pneumáticos <i>Festo</i>	29
4.5	Circuito pneumático da máquina de ensaios.	29
4.6	Transdutores de posição	30
4.7	Transdutores de força AEP	31
4.8	Quadro elétrico da máquina servopneumática	32
4.9	NI cRIO-9073.	32
4.10	NI 9215.	33
4.11	NI 9263.	33
4.12	NI 9411.	33
4.13	Relação entre os vários constituintes da plataforma eletropneumática e da pla- taforma de Hardware	34
4.14	Esquema com as interações e tarefas das três camadas de software	35
4.15	Interface do programa presente na camada de software Windows PC	40

4.16	Interface do programa presente na camada de software Windows PC - aquisição e gestão de dados	40
4.17	Modelo da articulação patelo-femural implementado na máquina servopneumática	41
5.1	Diagrama de blocos do controlador PID	44
5.2	Diagrama de blocos do controlador FLC P+ID	47
5.3	Funções de pertença da entrada $e(t)$ do controlador de posição FLC P do eixo TFVQ	47
5.4	Funções de pertença da saída $K_{fp}(e(t))$ do controlador de posição FLC P do eixo TFVQ - controlo de posição	48
5.5	Curva de resposta do sistema de inferência do controlador de posição FLC P do eixo TFVQ: função saída $K_{fp}(e(t))$	48
5.6	Funções de pertença da entrada $e(t)$ do FLC P do eixo FMQ	49
5.7	Funções de pertença da saída $K_{fp}(e(t))$ do FLC P do eixo FMQ	49
5.8	Curva de resposta do sistema de inferência do FLC P do eixo FMQ: função saída $K_{fp}(e(t))$	49
5.9	Funções de pertença da entrada $e(t)$ do FLC P do eixo RT	50
5.10	Funções de pertença da saída $K_{fp}(e(t))$ do FLC P do eixo RT	50
5.11	Curva de resposta do sistema de inferência do FLC P do eixo RT: função saída $K_{fp}(e(t))$	50
5.12	Funções de pertença da entrada $e(t)$ do FLC P do eixo THAP	51
5.13	Funções de pertença da saída $K_{fp}(e(t))$ do FLC P do eixo THAP	51
5.14	Curva de resposta do sistema de inferência do FLC P do eixo THAP: função saída $K_{fp}(e(t))$	51
5.15	Funções de pertença da entrada $e(t)$ do FLC P do eixo THML	52
5.16	Funções de pertença da saída $K_{fp}(e(t))$ do FLC P do eixo THML	52
5.17	Curva de resposta do sistema de inferência do FLC P do eixo THML: função saída $K_{fp}(e(t))$	52
5.18	Funções de pertença da entrada $e(t)$ do controlador de força FLC P do eixo TFVQ	53
5.19	Funções de pertença da saída $K_{fp}(e(t))$ do controlador de força FLC P do eixo TFVQ	53
5.20	Curva de resposta do sistema de inferência do controlador de força FLC P do eixo TFVQ: função saída $K_{fp}(e(t))$	53
5.21	Diagrama de blocos do controlador FLC PID(1)	55
5.22	Função de pertença da entrada $e(t)$ do FLC ID	55
5.23	Função de pertença da função saída K_{fid} do FLC ID	55
5.24	Curva de resposta do sistema de inferência da componente integral (Saída = K_{fid})	56
5.25	Curva de resposta do sistema de inferência da componente derivativa (Saída = $1 - K_{fid}$)	56
5.26	Diagrama de blocos do controlador FLC PID(2)	58
5.27	Funções de pertença da entrada $dy(t)/dt$ do FLC PD	58
5.28	Superfície de resposta do controlador FLC PD	59
5.29	Diagrama de blocos do controlador <i>PID (FPGA) Express</i>	60
5.30	Diagrama de blocos do FLC P implementado no FPGA	61
5.31	Funções de pertença da entrada $e(t)$ do FLC P implementado no FPGA	61

5.32	Funções de pertinência da saída $K_{fp}(e(t))$ do FLC P implementado no FPGA	62
5.33	Curva de resposta do FLC P implementado no FPGA	62
6.1	Resposta em malha aberta a um sinal de tensão constante enviado à servoválvula do eixo TFVQ	64
6.2	Resposta a um sinal de tensão constante enviado à servoválvula do eixo FMQ	64
6.3	Resposta a um sinal de tensão constante enviado à servoválvula do eixo RT	65
6.4	Resposta a um sinal de tensão constante enviado à servoválvula do eixo THAP	65
6.5	Resposta a um sinal de tensão constante enviado à servoválvula do eixo THML	66
6.6	Resposta aos degraus 30 → 200 → 80 → 50 → 100 → 160 → 20 (mm) no eixo TFVQ	67
6.7	Erro da resposta aos degraus 30 → 200 → 80 → 50 → 100 → 160 → 20 (mm) no eixo TFVQ	67
6.8	Saída dos controladores na resposta aos degraus 30 → 200 → 80 → 50 → 100 → 160 → 20 (mm) no eixo TFVQ	67
6.9	Resposta ao seguimento de uma trajetória sinusoidal com amplitude 80 mm, <i>offset</i> 100 mm e frequência $1/\pi$ Hz no eixo TFVQ	68
6.10	Erro da resposta ao seguimento de uma trajetória sinusoidal com amplitude 80 mm, <i>offset</i> 100 mm e frequência $1/\pi$ Hz no eixo TFVQ	68
6.11	Saída dos controladores na resposta ao seguimento de uma trajetória sinusoidal com amplitude 80 mm, <i>offset</i> 100 mm e frequência $1/\pi$ Hz no eixo TFVQ	69
6.12	Resposta aos degraus -100 → -2000 → -1000 → -300 → -1500 → -1800 → -50 (N) no eixo TFVQ	70
6.13	Erro da resposta aos degraus -100 → -2000 → -1000 → -300 → -1500 → -1800 → -50 (N) no eixo TFVQ	70
6.14	Saída dos controladores na resposta aos degraus -100 → -2000 → -1000 → -300 → -1500 → -1800 → -50 (N) no eixo TFVQ	70
6.15	Resposta ao seguimento de uma trajetória sinusoidal com amplitude 800 N, <i>offset</i> -1000 N e frequência 0,5 Hz	71
6.16	Erro da resposta ao seguimento de uma trajetória sinusoidal com amplitude 800 N, <i>offset</i> -1000 N e frequência 0,5 Hz	71
6.17	Saída dos controladores na resposta ao seguimento de uma trajetória sinusoidal com amplitude 800 N, <i>offset</i> -1000 N e frequência 0,5 Hz	72
6.18	Resposta aos degraus 100 → 1800 → 1000 → 300 → 1500 → 1700 → 50 (N) no eixo TFVQ	73
6.19	Erro da resposta aos degraus 100 → 1800 → 1000 → 300 → 1500 → 1700 → 50 (N) no eixo TFVQ	73
6.20	Saída dos controladores na resposta aos degraus 100 → 1800 → 1000 → 300 → 1500 → 1700 → 50 (N) no eixo TFVQ	73
6.21	Resposta ao seguimento de uma trajetória sinusoidal de amplitude 800 N, <i>offset</i> 1000 N e frequência 1 Hz no eixo TFVQ CC2	74
6.22	Erro da resposta ao seguimento de uma trajetória sinusoidal de amplitude 800 N, <i>offset</i> 1000 N e frequência 1 Hz no eixo TFVQ CC2	74
6.23	Saída dos controladores na resposta ao seguimento de uma trajetória sinusoidal de amplitude 800 N, <i>offset</i> 1000 N e frequência 1 Hz no eixo TFVQ CC2	75
6.24	Resposta aos degraus 10 → 120 → 50 → 20 → 80 → 100 → 5 (mm) no eixo FMQ	76

6.25	Erro da resposta aos degraus $10 \rightarrow 120 \rightarrow 50 \rightarrow 20 \rightarrow 80 \rightarrow 100 \rightarrow 5$ (mm) no eixo FMQ	76
6.26	Saída dos controladores na resposta aos degraus $10 \rightarrow 120 \rightarrow 50 \rightarrow 20 \rightarrow 80 \rightarrow 100 \rightarrow 5$ (mm) no eixo FMQ	76
6.27	Resposta ao seguimento de uma trajetória sinusoidal com amplitude 50 mm, <i>offset</i> 60 mm e frequência 0,5 Hz no eixo FMQ	77
6.28	Erro da resposta ao seguimento de uma trajetória sinusoidal com amplitude 50 mm, <i>offset</i> 60 mm e frequência 0,5 Hz no eixo FMQ	77
6.29	Saída dos controladores na resposta ao seguimento de uma trajetória sinusoidal com amplitude 50 mm, <i>offset</i> 60 mm e frequência 0,5 Hz no eixo FMQ	78
6.30	Resposta ao seguimento de uma trajetória sinusoidal com amplitude 50 mm, <i>offset</i> 60 mm e frequência 1 Hz no eixo FMQ	78
6.31	Erro da resposta ao seguimento de uma trajetória sinusoidal com amplitude 50 mm, <i>offset</i> 60 mm e frequência 1 Hz no eixo FMQ	79
6.32	Saída dos controladores na Resposta ao seguimento de uma trajetória sinusoidal com amplitude 50 mm, <i>offset</i> 60 mm e frequência 1 Hz no eixo FMQ	79
6.33	Resposta aos degraus $10 \rightarrow 50 \rightarrow 20 \rightarrow 15 \rightarrow 30 \rightarrow 45 \rightarrow 5$ (°) no eixo RT	80
6.34	Erro da resposta aos degraus $10 \rightarrow 50 \rightarrow 20 \rightarrow 15 \rightarrow 30 \rightarrow 45 \rightarrow 5$ (°) no eixo RT	80
6.35	Saída dos controladores na resposta aos degraus $10 \rightarrow 50 \rightarrow 20 \rightarrow 15 \rightarrow 30 \rightarrow 45 \rightarrow 5$ (°) no eixo RT	81
6.36	Resposta ao seguimento de uma trajetória sinusoidal com amplitude de 20°, <i>offset</i> de 25° e frequência de 0,5 Hz no eixo RT	81
6.37	Erro da resposta ao seguimento de uma trajetória sinusoidal com amplitude de 20°, <i>offset</i> de 25° e frequência de 0,5 Hz no eixo RT	82
6.38	Saída dos controladores na resposta ao seguimento de uma trajetória sinusoidal com amplitude de 20°, <i>offset</i> de 25° e frequência de 0,5 Hz no eixo RT	82
6.39	Resposta aos degraus $5 \rightarrow 45 \rightarrow 20 \rightarrow 10 \rightarrow 25 \rightarrow 40 \rightarrow 2,5$ (mm) no THAP	83
6.40	Erro da resposta aos degraus $5 \rightarrow 45 \rightarrow 20 \rightarrow 10 \rightarrow 25 \rightarrow 40 \rightarrow 2,5$ (mm) no THAP	83
6.41	Saída dos controladores na resposta aos degraus $5 \rightarrow 45 \rightarrow 20 \rightarrow 10 \rightarrow 25 \rightarrow 40 \rightarrow 2,5$ (mm) no THAP	83
6.42	Resposta ao seguimento de uma trajetória sinusoidal com amplitude de 20 mm, <i>offset</i> de 25 mm, frequência de 0,5 Hz no eixo THAP	84
6.43	Erro da resposta ao seguimento de uma trajetória sinusoidal com amplitude de 20 mm, <i>offset</i> de 25 mm, frequência de 0,5 Hz no eixo THAP	84
6.44	Saída dos controladores na resposta ao seguimento de uma trajetória sinusoidal com amplitude de 20 mm, <i>offset</i> de 25 mm, frequência de 0,5 Hz no eixo THAP	85
6.45	Resposta aos degraus $5 \rightarrow 55 \rightarrow 20 \rightarrow 10 \rightarrow 40 \rightarrow 50 \rightarrow 2,5$ (mm) no THML	86
6.46	Erro da resposta aos degraus $5 \rightarrow 55 \rightarrow 20 \rightarrow 10 \rightarrow 40 \rightarrow 50 \rightarrow 2,5$ (mm) no THML	86
6.47	Saída dos controladores na resposta aos degraus $5 \rightarrow 55 \rightarrow 20 \rightarrow 10 \rightarrow 40 \rightarrow 50 \rightarrow 2,5$ (mm) no THML	86
6.48	Resposta ao seguimento de uma trajetória sinusoidal com amplitude 25 (mm), <i>offset</i> de 30 mm e frequência de 1Hz no eixo THML	87
6.49	Erro da resposta ao seguimento de uma trajetória sinusoidal com amplitude 25 (mm), <i>offset</i> de 30 mm e frequência de 1Hz no eixo THML	87

6.50	Saída dos controladores na resposta ao seguimento de uma trajetória sinusoidal com amplitude 25 (mm), <i>offset</i> de 30 mm e frequência de 1Hz no eixo THML	88
6.51	Resposta ao seguimento de uma trajetória sinusoidal de amplitude 25 mm, <i>offset</i> 85 mm e período de 1,5 s no eixo FMQ	89
6.52	Erro da resposta ao seguimento de uma trajetória sinusoidal de amplitude 25 mm, <i>offset</i> 85 mm e período de 1,5 s no eixo FMQ	89
6.53	Saída do controlador FLC P na resposta ao seguimento de uma trajetória sinusoidal de amplitude 25 mm, <i>offset</i> 85 mm e período de 1,5 s no eixo FMQ	89
6.54	Força lida pela transdutor de força presente no eixo FMQ durante o ensaio 1 com o modelo da articulação patelo-femural	90
6.55	Seguimento de um sinal constante de 80 N no eixo TFVQ	90
6.56	Erro de seguimento de um sinal constante de 80 N no eixo TFVQ	91
6.57	Saída do controlador PI no seguimento de um sinal constante de 80 N no eixo TFVQ	91
6.58	Posição do eixo TFVQ durante o ensaio 1 com o modelo patelo-femural	91
6.59	Resposta ao seguimento de uma trajetória sinusoidal de amplitude 10 mm, <i>offset</i> 70 mm e período de 3 s no eixo FMQ	92
6.60	Erro da resposta ao seguimento de uma trajetória sinusoidal de amplitude 10 mm, <i>offset</i> 70 mm e período de 3 s no eixo FMQ	92
6.61	Saída do controlador FLC P na resposta ao seguimento de uma trajetória sinusoidal de amplitude 10 mm, <i>offset</i> 70 mm e período de 3 s no eixo FMQ	93
6.62	Força lida pela transdutor de força presente no eixo FMQ durante o ensaio 2 com o modelo da articulação patelo-femural	93
6.63	Seguimento de um sinal constante de 300 N no eixo TFVQ	94
6.64	Erro de seguimento de um sinal constante de 300 N no eixo TFVQ	94
6.65	Saída do controladore PI no seguimento de um sinal constante de 300 N no eixo TFVQ	94
6.66	Posição do eixo TFVQ durante o ensaio 2 com o modelo da articulação patelo-femural	95
B.1	Resposta a um sinal em rampa 10 → 200 (mm) no eixo TFVQ.	117
B.2	Resposta ao seguimento de uma trajetória sinusoidal com amplitude 80 mm, <i>offset</i> 100 mm e frequência 3 Hz no eixo TFVQ.	118
B.3	Resposta a um sinal em rampa −200 → −2000 (N) no eixo TFVQ.	119
B.4	Resposta ao seguimento de uma trajetória sinusoidal com amplitude 800 N, <i>offset</i> -1000 N e frequência 1 Hz.	120
B.5	Resposta a um sinal em rampa −50 → −1800 (N) no eixo TFVQ.	121
B.6	Resposta ao seguimento de uma trajetória sinusoidal de amplitude 800 N, <i>offset</i> 1000 N e frequência 0,5 Hz no eixo TFVQ CC2.	122
B.7	Resposta a um sinal em rampa 10 → 120 no eixo FMQ	123
B.8	Resposta a um sinal em rampa 5 → 50 (mm) no eixo RT	124
B.9	Resposta ao seguimento de uma trajetória sinusoidal com amplitude de 20 mm, <i>offset</i> de 25 mm e frequência de 1 Hz no eixo RT	125
B.10	Resposta a um sinal em rampa 5 → 45 (mm) no eixo THAP.	126
B.11	Resposta ao seguimento de uma trajetória sinusoidal com amplitude de 20 mm, <i>offset</i> de 25 mm, frequência de 1 Hz no eixo THAP.	127
B.12	Resposta a um sinal em rampa 5 → 55 (mm) no eixo THML.	128

B.13 Resposta ao seguimento de uma trajetória sinusoidal de amplitude 25 mm, <i>offset</i> 85 mm e período de 3 s no eixo FMQ	129
B.14 Erro da resposta ao seguimento de uma trajetória sinusoidal de amplitude 25 mm, <i>offset</i> 85 mm e período de 3 s no eixo FMQ	129
B.15 Saída do controlador na resposta ao seguimento de uma trajetória sinusoidal de amplitude 25 mm, <i>offset</i> 85 mm e período de 3 s no eixo FMQ	130
B.16 Força lida pela transdutor de força presente no eixo FMQ durante um ensaio com o modelo patelo-femural	130
B.17 Seguimento de um sinal constante de 50 N no eixo TFVQ	130
B.18 Erro de seguimento de um sinal constante de 50 N no eixo TFVQ	131
B.19 Saída do controlador PI no seguimento de um sinal constante de 50 N no eixo TFVQ	131
B.20 Posição do eixo TFVQ durante um ensaio com o modelo patelo-femural . . .	131
B.21 Resposta ao seguimento de uma trajetória sinusoidal de amplitude 10 mm, <i>offset</i> 70 mm e período de 1,500 s no eixo FMQ	132
B.22 Erro da resposta ao seguimento de uma trajetória sinusoidal de amplitude 10 mm, <i>offset</i> 70 mm e período de 3 s no eixo FMQ	132
B.23 Saída do controlador na resposta ao seguimento de uma trajetória sinusoidal de amplitude 10 mm, <i>offset</i> 70 mm e período de 3 s no eixo FMQ	132
B.24 Força lida pela transdutor de força presente no eixo FMQ durante um ensaio com o modelo patelo-femural	133
B.25 Seguimento de um sinal constante de 400 N no eixo TFVQ	133
B.26 Erro de seguimento de um sinal constante de 400 N no eixo TFVQ	133
B.27 Saída do controlador PI no seguimento de um sinal constante de 400 N no eixo TFVQ	134
B.28 Posição do eixo TFVQ durante um ensaio com o modelo patelo-femural . . .	134

Símbolos

Notação

u	Ação de controlo
e	Erro
r	Sinal de referência
y	Sinal de saída
K_p	Ganho proporcional
K_i	Ganho integral
K_d	Ganho Derivativo
T_i	Constante de tempo integral
T_d	Constante de tempo derivativa
u_p	Ação de controlo proporcional
u_i	Ação de controlo integral
u_d	Ação de controlo derivativa
X_i	Universo de discurso da entrada x_i
Y_i	Universo de discurso da saída y_i
\bar{x}_i	Variável linguística da entrada x_i
\bar{A}_i^j	Valor linguístico j da variável linguística \bar{x}_i
μ	Grau de pertença
$\mu(x)$	Função de pertença
A_i^j	Conjunto difuso da variável linguística \bar{x}_i com valor linguístico \bar{A}_i^j
\hat{A}_i^j	Conjunto difuso implicado
F_{atr}	Força de atrito
F_{cb}	Força de Coulomb
F_s	Força de atrito estático
x, \dot{x}, \ddot{x}	Posição, velocidade e aceleração
P_s	Pressão de alimentação

Abreviaturas

FPGA	Field-Programmable Gate Array
I/O	Input/Output
RIO	Reconfigurable I/O
PC	Personal Computer
NI	National Instruments

CPU	Unidade central de processamento
FTP	Protocolo de transferência de ficheiros
TCP	Protocolo de controlo de transmissão de dados
IP	Internet Protocol
UDP	User Datagram Protocol
VISA	Virtual Instrument Software Architecture
IrDA	Infrared Data Association
PCI	Peripheral Component Interconnect
RAM	Random Access Memory
DRAM	Dynamic Random Access Memory
RT	Real Time
FIFO	First In First Out
LabVIEW	Laboratory Virtual Instrument Engineering Workbench
VI	Virtual Instruments
MATLAB	MATrix LABoratory
DOF	Graus de liberdade
MIMO	Multiple-Input Multiple-Output
SISO	Single-Input Single-Output
MISO	Multiple-Input Single-Output
TFVQ	Translação e Força Vertical Quadril
FMQ	Força do Músculo Quadríceps
RT	Rotação Tíbia
THAP	Translação Horizontal Anterior-Posterior
THML	Translação Horizontal Medial-Lateral
P	Controlo Proporcional
PI	Controlo Proporcional e Integral
PID	Controlo Proporcional, Integral e Derivativo
NPID	Controlo Proporcional, Integral e Derivativo não linear
FLC	Fuzzy Logic Controller - Controlador baseado em lógica difusa
FLC P	Controlador difuso proporcional
FLC I	Controlador difuso da componente integral
FLC D	Controlador difuso da componente derivativa
FLC PI	Controlador difuso constituído por um FLC P e por um FLC I
FLC PD	Controlador difuso proporcional e derivativo
FLC ID	Controlador difuso constituído por um FLC I e por um FLC D
FLC P+ID	Controlador difuso proporcional com componentes integral e derivativa não difusas
FLC PID(1)	Controlador difuso constituído por um FLC P, por um FLC I e por um FLC D
FLC PID(2)	Controlador difuso constituído por um FLC PD e por um FLC I
COG	Método de desdifusificação “Centro de Gravidade”
MSE	Erro quadrático médio
ESM	Erro máximo de seguimento de trajectória
MO	Overshoot máximo
MEE	Erro máximo em regime estacionário
mEE	Erro mínimo em regime estacionário

Capítulo 1

Introdução

1.1 Enquadramento

O joelho é uma das maiores e mais complexas articulações do corpo humano sendo composto por três ossos: o fémur, a tíbia e a patela. A complexa interação dos três ossos constituintes do joelho permite que a articulação deste resista às forças durante as atividades normais de locomoção. A articulação do joelho suporta o peso do corpo e transmite forças provenientes do solo, ao mesmo tempo que permite uma grande amplitude de movimento entre o fémur, a tíbia e a patela. Por ser uma articulação que sofre grandes cargas e que assume grande importância na atividade de locomoção o joelho está sujeito a um maior número de lesões dos tecidos e doenças provocadas pelo desgaste [1]. É neste contexto que surge a necessidade de se estudar a biomecânica do joelho. Para isso foi desenvolvido um dispositivo servopneumático de ensaios da prótese patelo-femural, ilustrado na figura 1.1, que tem como função simular os seguintes parâmetros [1]:

- A força do tendão de quadríceps;
- A translação e força vertical do quadril (ou força correspondente ao peso do corpo);
- A rotação interna/externa da tíbia;
- A translação horizontal medial-lateral do tornozelo;
- A translação horizontal anterior-posterior do tornozelo.

O dispositivo inclui o fémur e a tíbia que podem flexionar ou estender independentemente e são fixos através dos apoios da anca e do tornozelo, respetivamente. Em geral, o atuador do tendão do músculo quadríceps é utilizado para controlar o movimento de flexão/extensão e os restantes quatro atuadores operam no controlo de carga para aplicar carregamentos dinâmicos no quadril e tornozelo. O atuador que reproduz a força do tendão do músculo quadríceps também auxilia o deslocamento da patela sobre o sulco troclear do fémur durante o movimento de flexão/extensão [1]. Na figura 1.1 está ilustrada a máquina de ensaios servopneumática onde são indicadas as forças e os movimentos que se pretende que cada eixo simule. Na figura 1.2 estão representados esquematicamente os movimentos e forças presentes na articulação patelo-femural que se pretendem simular na máquina de ensaios.

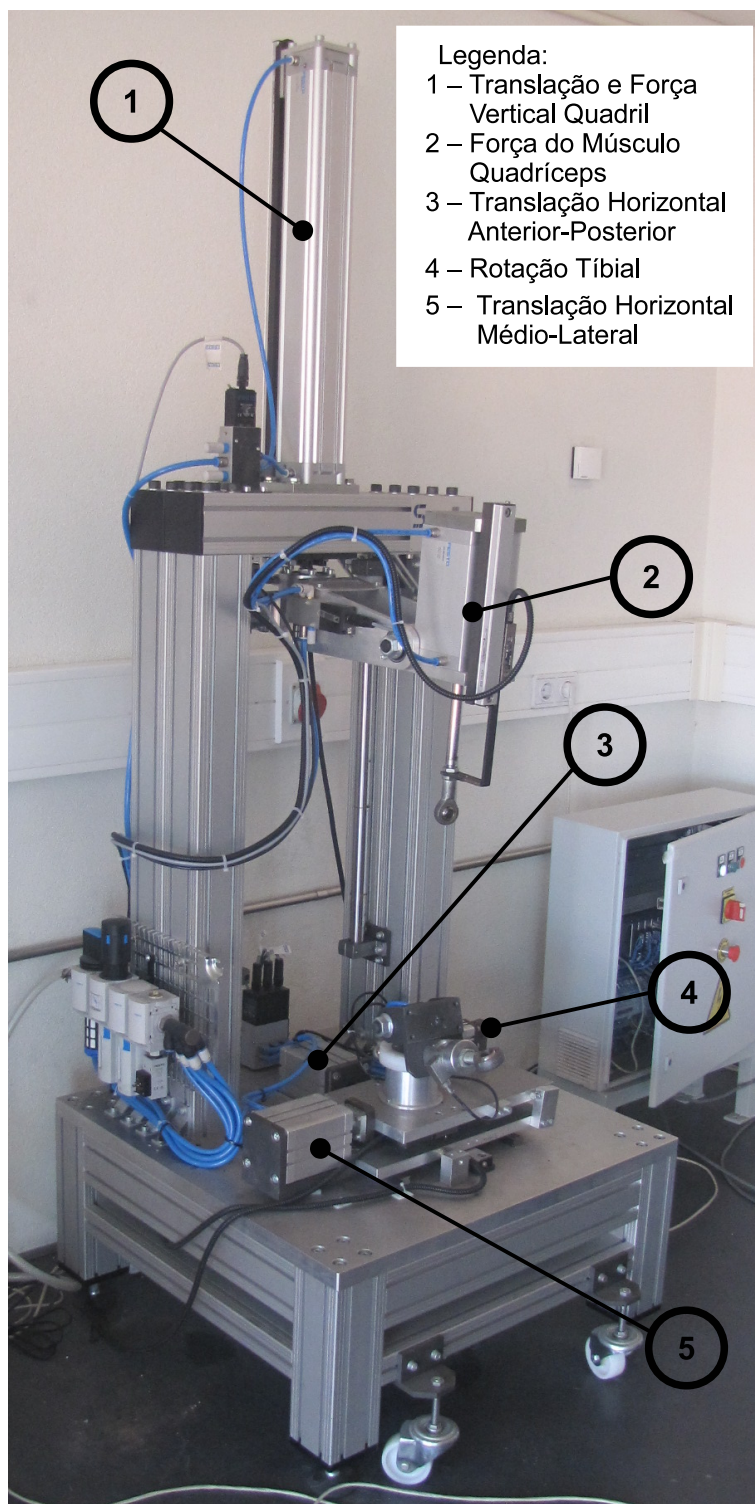


Figura 1.1: Máquina de ensaios servopneumática.

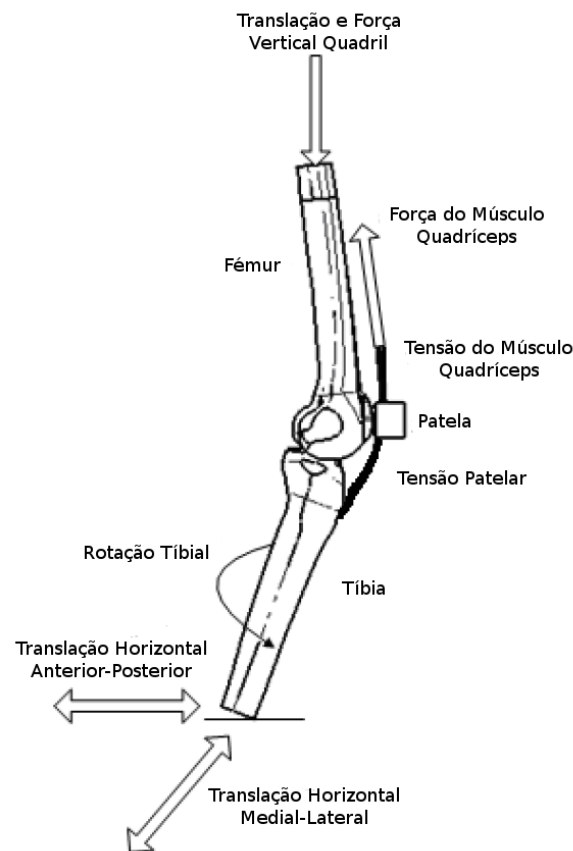


Figura 1.2: Esquema dos movimentos e forças presentes na articulação patelo-femural [1].

De modo a conseguir o controlo da máquina de ensaios foram implementados controladores não lineares além dos habituais controladores PID lineares. Os controladores não lineares implementados são baseados em lógica difusa. Além do desenvolvimento e implementação dos controladores, era também pretendido neste trabalho desenvolver um sistema de aquisição e tratamento de dados provenientes de diferentes tipos de sensores instalados na máquina de ensaios e resultantes da realização de testes *in vitro*. O sistema foi desenvolvido sob a plataforma de tempo-real baseada no sistema *CompactRIO* e a programação realizada em ambiente *LabVIEW 8.6*. No desenvolvimento dos controladores baseados em lógica difusa foi também utilizado, além do *LabVIEW*, o módulo *Fuzzy Inference System* do *MATLAB R2009b*.

Para a realização deste trabalho existiram três fases principais:

1. O projeto e desenvolvimento da plataforma de software que possibilitasse a monitorização em tempo real de todos os sinais provenientes dos sensores instalados na máquina de ensaios, o processamento dos algoritmos de controlo, o ajuste dos parâmetros dos controladores e a gravação de dados;
2. O desenvolvimento de controladores de posição para os vários eixos da máquina. Primeiro foram desenvolvidos os controladores lineares e só depois os não lineares baseados em lógica difusa;

3. O desenvolvimento de controladores de força para o eixo “Translação e Força Vertical Quadril”. Primeiramente foram desenvolvidos os controladores lineares e só depois os não lineares baseados em lógica difusa.

1.2 Objetivo central

O objetivo central deste trabalho foi o desenvolvimento de um sistema integrado de monitorização remota e de controlo para a máquina de ensaios que permitisse a simulação de movimentos humanos típicos da articulação do joelho. Convém referir que a máquina de ensaios já se encontrava projetada e montada no laboratório de Biomecânica do Departamento de Engenharia Mecânica da Universidade de Aveiro.

1.3 Organização da dissertação

A presente dissertação está organizada em seis capítulos. No capítulo 2 é apresentada a revisão bibliográfica, onde são abordados os sistemas pneumáticos e os controladores de posição e força de sistemas pneumáticos existentes.

No capítulo 3 são apresentados alguns dos fundamentos teóricos dos controladores utilizados neste trabalho, mais especificamente, os controladores PID e os controladores baseados em lógica difusa

No capítulo 4 é descrita a plataforma experimental utilizada nesta dissertação que inclui a parte mecânica, a instrumentação, o hardware e finalmente, mais pormenorizadamente, a plataforma de software desenvolvida constituída pela interface com o utilizador e responsável pela definição dos ciclos de controlo e pela aquisição de dados. Neste capítulo é também apresentado modelo utilizado para simular a articulação patelo-femural.

No capítulo 5 são propostos os algoritmos de controlo de força e posição desenvolvidos com intuito de controlar a máquina servopneumática. É dada mais relevância aos controladores baseados em lógica difusa, apresentado-se os conjuntos difusos, as bases de regras, as curvas de resposta, os mecanismos de inferência e os métodos de desdifusão utilizados em cada um dos controladores difusos. Neste capítulo são também indicados os parâmetros de controlo otimizados obtidos para cada um dos controladores apresentados.

No capítulo 6 são apresentados os resultados experimentais obtidos são apresentados, onde é feita a comparação entre controladores utilizados em cada um dos eixos. São também apresentados os resultados obtidos dos ensaios com o modelo da articulação patelo-femural.

Por fim, no capítulo 7 são enunciadas as conclusões relativas ao trabalho efetuado a apresentadas propostas de eventual investigação futura. São também referenciadas possíveis alterações que podem ser implementadas visando a obtenção de melhores resultados.

Capítulo 2

Revisão Bibliográfica

2.1 Pneumática

A pneumática é a disciplina que lida com as propriedades mecânicas de gases, tais como a pressão e a densidade, e aplica esses conceitos para utilizar o gás comprimido como fonte de energia em aplicações de engenharia. O gás comprimido mais utilizado é o ar e é por esta razão que a sua utilização é sinónimo de pneumática [2].

Originalmente, praticamente todos os sistemas de controlo eram de atuação elétrica, recorrendo a um motor elétrico para provocar o movimento. À medida que os computadores se tornaram mais eficientes, outras formas de atuação apareceram e tornaram-se mais viáveis, entre elas está a atuação pneumática [3]. Os sistemas pneumáticos constituem soluções económicas, robustas, compactas, fiáveis e com boa relação entre peso e potência. Por estes motivos, a sua utilização encontra-se amplamente disseminada na indústria. No entanto, a dificuldade no controlo do movimento de atuadores pneumáticos devido às não linearidades que apresentam dificultam o seu controlo limitando o campo de aplicação deste tipo de acionamento [4; 5].

A utilização de ar como meio de transferência de energia já tem mais de 2000 anos e a sua utilização nas mais variadas áreas reflete as mudanças tecnológicas desde então [2]. Durante o século 17, o físico e engenheiro alemão Otto von Guericke foi responsável por um grande progresso nas técnicas e nos dispositivos de compressão do ar. Em 1650, Guericke inventou a primeira bomba de ar, capaz de produzir um vácuo parcial, que permitiu o estudo do fenómeno do vácuo e o papel do ar na combustão e respiração. Em 1829 foi patenteado o primeiro compressor de ar, que comprimia o ar em cilindros sucessivos, e em 1872 a eficiência do compressor foi melhorada devido à utilização de jatos de água fria para arrefecer os cilindros. No século XIX, o sistema pneumático dominante foi o tubo pneumático, bastante usado em Inglaterra no transporte de telegramas e nos Estados Unidos, em edifícios, no transporte de correio e dinheiro. No entanto, foi em 1867 em Nova Iorque que foi criada a aplicação de tubos pneumáticos mais elaborada, quando Afred Beach construiu o primeiro metro que se deslocava por meio de ar comprimido [6; 7]. A utilização do ar comprimido em grande escala começou em 1888 quando uma central de compressão de ar de 1,500 kW foi instalada em Paris para fornecer ar comprimido à cidade, mas tornou-se obsoleta com a evolução da energia eléctrica. Por volta do ano 1900, os componentes pneumáticos mais utilizados eram os martelos pneumáticos, que se podiam encontrar em estaleiros navais. A aplicação, na indústria, de sistemas pneumáticos para automação começou por volta de 1950, com o aumento da procura de linhas de montagem automatizadas. Por volta de 1960 foram desenvolvidos os elementos

flúídicos que utilizavam o efeito de Coanda para fornecer as funções lógicas OR e AND [2].

Para a transmissão de energia mecânica são necessários três elementos base: uma fonte de energia, um mecanismo de modelação da potência fornecida e um elemento que permite a transformação de energia pela fonte em energia mecânica. Os sistemas servocontrolados utilizam normalmente três fontes de energia: a pneumática, a elétrica e a hidráulica. A escolha da fonte de energia mais adequada depende da aplicação em causa já cada uma delas tem vantagens e desvantagens que é necessário contemplar na altura da sua escolha. A tabela 2.1 mostra algumas das características dos acionamentos industriais normalmente utilizados [4].

Os atuadores onde a fonte de energia é a hidráulica são aqueles que conseguem realizar forças mais elevadas, sendo capazes de transportar cargas superiores aos milhares de Newton. No entanto, quando se fala de velocidade de movimento do atuador, os hidráulicos são os que apresentam as velocidades mais baixas. A grande contrapartida dos sistemas hidráulicos são os custos elevados dos equipamentos e a sua manutenção [4; 8].

Os atuadores elétricos têm uma capacidade de força média, capazes de carregar cargas com pesos até alguns milhares de Newton. Geralmente, os sistemas elétricos e hidráulicos são utilizados quando se pretendem elevados desempenhos. Isto deve-se ao facto de tanto os atuadores elétricos como os hidráulicos permitirem o controlo de forma precisa da posição, velocidade e aceleração do seu elemento móvel [4; 8].

Em relação aos atuadores pneumáticos, estes conseguem gamas de força semelhantes aos elétricos, com a vantagem de serem mais compactos. A energia pneumática é considerada uma energia “limpa”, pois o risco de fuga de ar não é problemático quando comparado, por exemplo, com o caso da energia hidráulica. Além disso o ar comprimido está normalmente disponível na grande maioria das fábricas. Em relação a custos, apesar de entre as três energias a pneumática ser a mais dispendiosa, os sistemas pneumáticos são os que apresentam menores custos de aquisição e manutenção [3; 4]. A grande desvantagem dos atuadores pneumáticos é a dificuldade do controlo do movimento do seu elemento móvel devido às não linearidades existentes num sistema de atuação pneumática e nas servoválvulas. As duas principais não linearidades existentes num atuador pneumático são a compressibilidade do ar e as forças de atrito presentes nos vedantes. O atrito é de resto um dos grandes obstáculos dos sistemas de posicionamento de alta precisão já que provoca erros em regime estacionário e no seguimento de trajetórias. Na figura 2.1 está representado um dos modelos utilizados para descrever a variação da força de atrito F_{atr} em função da velocidade \dot{x} , no qual se inclui o efeito de Stribeck, em que F_{cb} é a força de Coulomb, F_s a força de atrito estático, [4; 9; 10].

O facto das não linearidades mencionadas anteriormente estarem presentes nos sistemas pneumáticos leva a que, em aplicações industriais, os atuadores pneumáticos sejam normalmente utilizados para posicionar a carga que transportam entre os dois pontos extremos do seu curso. No entanto, segundo Carneiro [4], se forem resolvidas as principais não linearidades de um sistema pneumático, este poderá tornar-se numa alternativa viável aos sistemas elétricos, nomeadamente em situações de posicionamento rápido com capacidade de posicionamento igual ou inferior à décima de milímetro. Na actualidade, a exatidão máxima de um sistema servopneumático disponibilizada pelo mercado é de algumas décimas de milímetro, enquanto que os atuadores elétricos atingem facilmente uma exatidão de $\pm 0,1$ mm. De notar, que num sistema pneumático a exatidão no posicionamento varia com a carga transportada e com a posição em torno do qual o posicionamento é realizado. Num eixo de acionamento elétrico ambos os inconvenientes são muito menores ou até mesmo inexistentes [4].

Tabela 2.1: Principais características dos diferentes tipos de acionamento [4].

Característica	Pneumático	Elétrico	Hidráulico
Capacidade de força	••	••	•••
Velocidade e aceleração máximas	•••	•••	••
Precisão de posicionamento	•	•••	••
Controlo de velocidade	×	✓	✓
Precisão independente da carga	×	✓	✓
Custo	•	••	•••

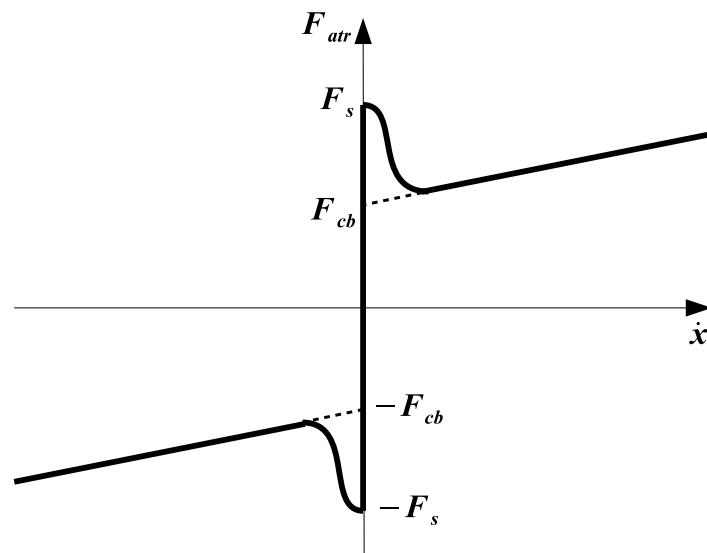


Figura 2.1: Modelo da força de atrito em função da velocidade.

2.2 Controladores

O objetivo dos sistemas de controlo é obter a resposta desejada para um dado sistema, isto pode ser conseguido com um sistema de controlo em malha aberta, onde o controlador determina o sinal de entrada do processo baseando-se exclusivamente no sinal de referência $r(t)$, ou com um sistema de controlo em malha fechada, onde o controlador determina o sinal de entrada do processo utilizando não só o sinal de referência $r(t)$ mas também sinal de saída $y(t)$, ou seja, o sinal de realimentação [11]. O controlo em malha fechada envolve os seguintes fatores [12]:

- propriedade de rejeitar perturbações;
- estabilidade;
- tempo de resposta (*rise-time*);
- sobre-elevação (*overshoot*);

- tempo de estabelecimento (*settling time*);
- erro em regime estacionário (*steady-state error*).

Na figura 2.2 está representado o diagrama de blocos de um sistema de controlo em malha fechada em que $e(t)$ representa o erro e $u(t)$ a saída do controlador.

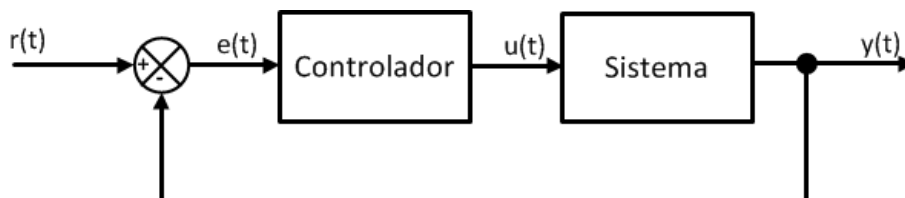


Figura 2.2: Sistema de controlo em malha fechada.

Apesar de estarem continuamente a serem desenvolvidas novas teorias e metodologias na área de controlo automático, o controlador PID continua a ser de longe o controlador mais utilizado pela indústria, situação que se tem verificado nas últimas sete décadas. Apesar disso, só nas últimas três décadas é que se verificou um aumento na investigação do controlador PID por parte da comunidade científica. Os trabalhos de K.J. Åström, T. Hägglund e F.G. Shinskey, entre outros, revigoraram o interesse pelo controlador PID [11; 13; 14].

A capacidade dos controladores PID de solucionarem os problemas em grande parte dos processos industriais e fornecer uma boa relação qualidade/preço, levou a uma grande aceitação da sua implementação em aplicações industriais. De facto, apesar da sua intuitividade e relativa simplicidade, consegue alcançar desempenhos satisfatórios em diversos processos de controlo. O sucesso dos controladores PID é também enaltecido pelo facto de variadas vezes ser o componente fundamental para metodologias de controlo mais sofisticados [11; 14].

Ultimamente tem-se notado um rápido crescimento da popularidade de sistemas de controlo baseados em lógica difusa em aplicações de engenharia. O sucesso das aplicações onde é usada tem contribuído para o seu rápido crescimento e para o aumento da sua investigação [15]. O controlo baseado em lógica difusa é uma alternativa prática para uma variedade de aplicações uma vez que oferece um método conveniente para a construção de controladores não lineares recorrendo a informação heurística. A dificuldade na modelação e simulação de modelos físicos reais complexos necessárias para o projeto de controladores é a principal razão da adoção de controladores difusos. Mesmo que se consiga desenvolver um modelo relativamente preciso de um sistema dinâmico, este é muitas vezes demasiado complexo para ser usado no projeto de um controlador [12].

Encontram-se na literatura várias aplicações onde são utilizados controladores difusos em sistemas de atuação pneumática. Parnichkun e Ngaecharoenkul [16] apresentam um estudo em que é proposto um controlador FLC (*Fuzzy Logic Controller*) PID híbrido, em que para erros menores que 100 mm é utilizado o controlador PID e para erros maiores ou iguais a 100 mm é utilizado o FLC. Os resultados apresentados mostram um desempenho do controlador FLC PID híbrido superior ao do PID.

Mais recentemente, também no âmbito do controlo de posição de um sistema pneumático, Huang e Shieh [17] propuseram o *sliding mode control* associado a controlador difuso auto-adaptativo. O controlador difuso auto-adaptativo utiliza um algoritmo de aprendizagem

para ajustar as regras do controlador difuso. Os desempenhos do controlador difuso auto-adaptativo para o seguimento de ondas quadradas e de ondas sinusoidais foram superiores aos do PID. Verificou-se também que o mecanismo de aprendizagem reduziu o erro do seguimento de trajetória para metade, após o primeiro ciclo.

Relativamente ao controlo de força de sistemas pneumático, Chan *et al.* [18] propõem um controlador PID com uma parte PD difusa adaptativa e um parte integral não difusa para controlar um músculo pneumático artificial. Num outro estudo, Ruihua *et al.* [19] para controlar a força com que é pressionado um tapete rolante consoante a velocidade deste, propõem um controlador difuso multi-região constituído por três regiões, conforme a velocidade do tapete rolante seja baixa, média ou alta, em que cada uma das regiões conta com um controlador difuso próprio.

No departamento de Engenharia Mecânica da Universidade de Aveiro foram realizados dois trabalhos de controlo de sistemas servopneumáticos para ensaios em fadiga. Santos [20] propõe, além do PID, vários tipos de controladores não lineares, a grande maioria deles baseados em lógica difusa, utilizados no controlo de posição e força de um cilindro pneumático com 220 mm de curso. Neste estudo, os controladores difusos obtiveram sempre melhores desempenhos que o PID, tanto no controlo de posição como no de força, nomeadamente o FLC PI e o FLC PID no controlo de posição e o FLC P e o FLC PID no controlo de força. Num segundo estudo, efetuado por Rolo [21], são também propostos, além do PID, vários controladores baseados em lógica difusa para efetuar o controlo de posição e força de quatro atuadores pneumáticos. Entre os controladores propostos está um controlador difuso com vários modos (*multi mode*), em que são utilizados diferentes controladores para diferentes gamas de posição do erro e o seu desempenho mostrou-se bastante superior ao do PID.

Chillari *et al.* [22] realizou um estudo em que comparou seis métodos de controlo para controlar a posição de um cilindro pneumático. Os controladores comparados foram: PID, FLC PID, PID com a pressão como realimentação (*pressure feedback*), FLC PID com a pressão como realimentação, *sliding mode control* e FLC com recurso a redes neuronais para se tentar eliminar a necessidade de utilização do sensor de pressão. Os resultados demonstraram que, com a pressão como variável de saída, o desempenho dos controladores melhorou, o FLC PID obteve melhores desempenhos que o PID clássico, o *sliding mode control*, por sua vez, obteve melhores desempenhos que o FLC PID e, para finalizar, o modelo neuronal, depois de ser treinado durante a fase de aprendizagem, foi capaz de fornecer uma estimativa viável da diferença de pressão, permitindo prescindir-se do sensor de pressão.

Carneiro [4], na sua tese de doutoramento, propõe um controlador não linear que incorpora redes neuronais artificiais juntamente com um dos modelos termodinâmicos por ele desenvolvidos. Trata-se de um controlador baseado na separação entre a dinâmica de pressões e a dinâmica do movimento.

Capítulo 3

Controladores Utilizados

Os controladores selecionados para o controle dos vários eixos da máquina servopneumática foram os controladores PID e os controladores baseados em lógica difusa. Neste capítulo é apresentada uma revisão bibliográfica de ambos os controladores.

3.1 Controlador PID

O PID é um controlador de três termos com uma longa história no campo do controle automático. Os primeiros controladores PID bem sucedidos foram desenvolvidos no final dos anos 30 e no início dos anos 40. Inicialmente, quando foram desenvolvidos, o ajuste dos seus parâmetros era mais uma arte que uma ciência, situação que persistiu até meados da década de 40 quando os engenheiros John Ziegler e Nathaniel Nichols desenvolveram o conhecido método de ajuste dos parâmetros do PID Ziegler-Nichols [23].

Apesar de várias décadas de investigação e desenvolvimento de controladores, vistorias a empresas indicam que continuam a existir muitos controladores com os parâmetros mal ajustados. Van Overschee e De Moor [24] verificaram que 80% dos controladores PID estavam mal ajustados, sendo que 25% destes ainda estavam com a configuração original (configuração de fábrica), indicando que os seus parâmetros nunca tinham sido ajustados.

O controlador PID compara o sinal de referência $r(t)$ com o sinal de saída $y(t)$ para obter o erro $e(t)$:

$$e(t) = r(t) - y(t). \quad (3.1)$$

A aplicação do sistema de controle PID consiste em aplicar apropriadamente a soma de três tipos de ações de controle:

1. A ação proporcional realiza uma ação de controle proporcional ao erro.
2. A ação integral permite reduzir o erro em regime estacionário.
3. A ação derivativa melhora a resposta em regime transitório antecipando as variações do valor desejado.

Assim, e de modo simplificado, o controlador PID permite contribuições dos erros presentes, passados e futuros a partir das suas ações proporcional, integral e derivativa, respetivamente [14; 25].

3.1.1 Ação Proporcional

A ação da componente proporcional é proporcional ao valor atual do erro, de acordo com a expressão [11]:

$$u(t) = K_p e(t), \quad (3.2)$$

em que K_p é o ganho proporcional. A forma mais simples de controlar um sistema é aplicar-lhe uma ação proporcional, por esta razão o controlador proporcional é sempre o primeiro a ser testado. Na figura 3.1 está ilustrado o diagrama de blocos de um controlador proporcional.

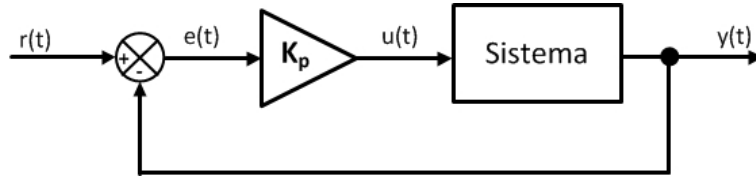


Figura 3.1: Diagrama de blocos de um controlador proporcional.

A grande desvantagem do uso de um controlador proporcional puro é o facto deste não ter a capacidade de eliminar o erro em regime estacionário [4; 11].

3.1.2 Ação Integral

A ação integral é proporcional ao integral do erro de controlo e representa-se pela equação:

$$u(t) = K_i \int_0^t e(\tau) d\tau, \quad (3.3)$$

onde K_i é o ganho integral. A ação integral está relacionada com o passado dos valores do erro de controlo, acumulando-os ao longo do tempo e ajustando a saída do controlador de forma a eliminar o erro em regime estacionário [11; 13].

A ação do ganho integral permite a redução do erro em regime estacionário. Um controlador com um ganho proporcional e integral dá origem a um controlador PI e pode ser representado pela seguinte equação:

$$u(t) = K_p \left(e(t) + \frac{1}{T_i} \int_0^t e(\tau) d\tau \right), \quad (3.4)$$

em que

$$K_i = \frac{K_p}{T_i}. \quad (3.5)$$

O uso da ação proporcional em conjunto com a integral resolve os principais problemas da resposta oscilatória e do erro em regime estacionário associado ao controlo proporcional puro. Um dos problemas da substituição de um controlador P por um PI é o de se poder tornar um sistema antes estável num sistema instável, se a componente integral for adicionada sem se ajustar a componente proporcional. Isto deve-se ao facto da componente integral aumentar o ganho da saída do controlador. Esta é uma das razões que estão na origem da necessidade de se utilizarem métodos de ajuste dos parâmetros do controlador [11; 13].

O uso da ação integral pode também provocar um fenómeno apelidado de *integrator windup* que ocorre quando existe saturação da variável de controlo que poderá provocar

overshoot ou aumentar o tempo de estabelecimento. Existem, no entanto, várias técnicas de *anti-windup* para impedir este fenómeno [4; 11; 20].

3.1.3 Ação Derivativa

Enquanto que a componente proporcional se baseia no valor presente do erro de controlo e a componente integral no passado dos valores deste, a componente derivativa baseia-se na previsão dos valores futuros do erro de controlo. A equação que expressa a ação derivativa é a seguinte:

$$u(t) = K_d \frac{de(t)}{dt}, \quad (3.6)$$

em que K_d é o ganho derivativo. A junção da componente proporcional com a derivativa resulta num controlador PD e é representada pela seguinte equação:

$$u(t) = K_p \left(e(t) + T_d \frac{de(t)}{dt} \right), \quad (3.7)$$

em que

$$K_d = K_p \times T_d. \quad (3.8)$$

A variável de controlo no tempo t é baseada no valor do erro de controlo previsto no tempo $t+T_d$. Por esta razão, a componente derivativa é também apelidada de controlo antecipatório [11].

Aparentemente, a ação derivativa apresenta um enorme potencial quando se pensa em melhorar o desempenho de um controlador, tendo em conta a sua capacidade de antecipar e corrigir variações do erro de controlo. Apesar da ação derivativa melhorar a resposta do controlador em regime transitório, a dificuldade do ajuste dos parâmetros do PID conduz, em muitos casos, a preterir-se o controlador PID pelo PI. Esta situação faz com que todo o potencial do PID não seja aproveitado pois a componente derivativa pode aumentar a estabilidade do sistema e melhorar o desempenho do controlador [11; 25].

A tabela 3.1 resume algumas das características de cada uma das ações de controlo do PID quando são aplicadas independentemente.

Tabela 3.1: Características das ações proporcional, integral e derivativa quando são aumentadas [25].

	Tempo de crescimento (<i>rise time</i>)	Pico (<i>overshoot</i>)	Tempo de estabelecimento (<i>settling time</i>)	Erro em regime estacionário
Proporcional K_p	Diminui	Aumenta	Pequeno Aumento	Diminui
Integral K_i	Pequena Diminuição	Aumenta	Aumenta	Grande Diminuição
Derivativa K_d	Pequena Diminuição	Diminui	Diminui	Pequena Diminuição

3.1.4 Configurações do Controlador PID

Existem várias formas de combinar as componentes proporcional, integral e derivativa para a criação de um controlador PID. Na forma apelidada de ideal ou não interativa, o controlador PID é descrito pela seguinte equação:

$$u(t) = K_p \left(e(t) + \frac{1}{T_i} \int_0^t e(\tau) d\tau + T_d \frac{de(t)}{dt} \right), \quad (3.9)$$

onde K_p é o ganho proporcional, T_i a constante de tempo integral e T_d a constante de tempo derivativa [11].

Uma das representações alternativas é a em série ou interativa:

$$u(t) = K'_p \left(e(t) + \frac{1}{T'_i} \int_0^t e(\tau) d\tau \right) * \left(1 + T'_d \frac{de(t)}{dt} \right), \quad (3.10)$$

onde o facto da modificação do valor do termo derivativo da constante de tempo derivativa T'_d também afetar a ação integral justifica a nomenclatura adotada, em que K'_p representa o ganho proporcional e T'_i a constante de tempo integral. A razão pela qual a forma em série é mais utilizada que a ideal deve-se ao facto da em série ser a primeira a ser implementada no último século juntamente com a tecnologia pneumática, o que levou a que muitos dos fabricantes mantivessem a forma do PID inalterada [11].

O controlador PID pode também ser implementado em paralelo:

$$u(t) = K_p e(t) + K_i \int_0^t e(\tau) d\tau + K_d \frac{de(t)}{dt}, \quad (3.11)$$

Nesta configuração as ações das três componentes do PID são completamente separadas. De facto, a configuração em paralelo é a mais geral de todas as configurações, já que permite desativar a componente integral colocando $K_i = 0$ [11]. Na figura 3.2 estão representados os diagramas de blocos das três principais configurações do PID.

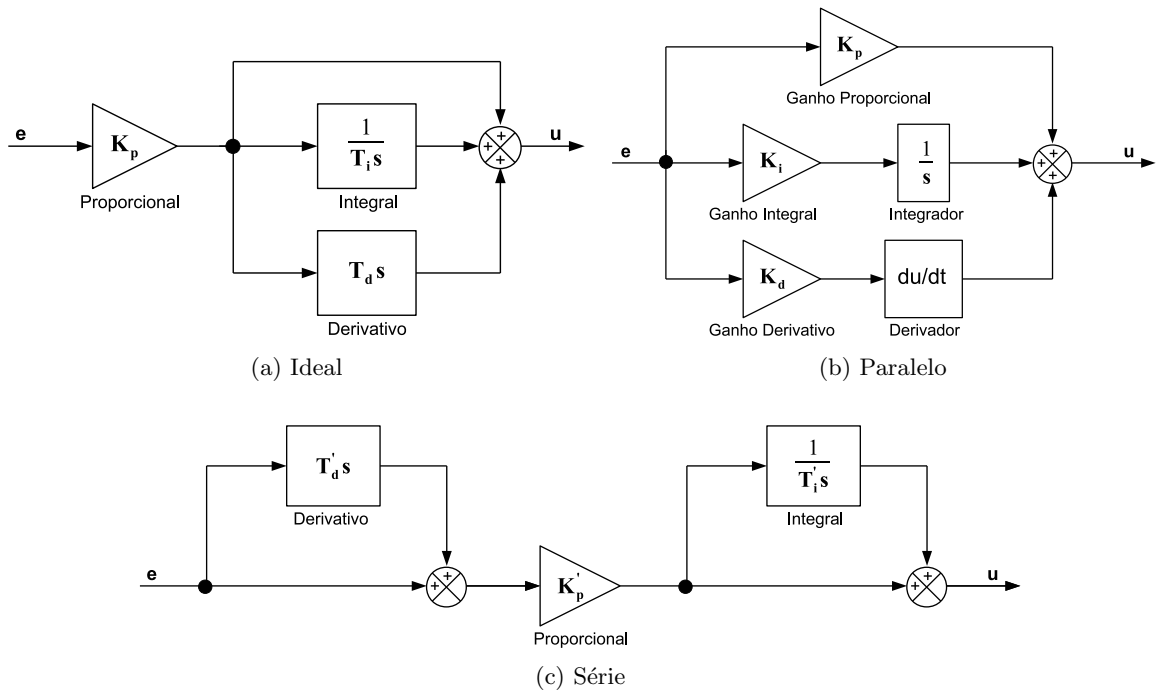


Figura 3.2: Principais configurações do PID.

3.2 Controlo baseado em lógica difusa

A lógica difusa foi pela primeira vez introduzida em 1965 por Lofti Zadeh [26] sendo por isso considerado o pai da lógica difusa. Segundo Zadeh [27], a lógica difusa pode ser vista como “a formalização de duas fantásticas capacidades humanas, a capacidade para realizar decisões racionais em ambientes onde a informação é incompleta e imperfeita e a capacidade de realizar uma vasta variedade de tarefas físicas e mentais sem necessidade de recorrer a medições ou a cálculos computacionais”.

A lógica booleana apenas toma dois valores Verdadeiro ou Falso, 1 ou 0, que indicam se um determinado membro pertence ou não a um determinado conjunto. Na lógica difusa são utilizados graus de pertença, também chamados valores de pertença ou graus de certeza, para indicar a pertença de um membro num determinado conjunto, podendo tomar qualquer valor entre 0 e 1. Neste contexto, adquirem importância termos aproximativos de natureza vaga, como “pequeno” ou “grande”, “frio” ou “quente”. Desta forma, tende-se a exprimir raciocínios mais próximos dos praticados pelos seres humanos, que não se limitam a apenas “sim” ou “não”, mas admitem igualmente ilações intermédias como “talvez” ou “assim assim” [28; 29].

Os sistemas difusos começaram por ser implementados em aplicações tecnológicas após 1985 pelos japoneses. O êxito que estes tiveram na resolução de problemas de controlo utilizando a lógica difusa suscitou o interesse por esta em todo mundo [29]. Atualmente, os sistemas difusos vêm sendo usados numa grande variedade de aplicações em engenharia, ciências, medicina, psicologia, entre outras. Em engenharia, por exemplo, algumas das potenciais áreas para aplicação de sistemas difusos são enumeradas de seguida [12]:

- Aeronáutica/aeroespacial: controlo de voo, controlo de motores, navegação e controlo da altitude de satélites.
- Automóvel: travões, transmissão, suspensões e controlo do motor.
- Sistemas autónomos de navegação (de autoestrada): controlo de direção automático, travagem e controlo de velocidade.
- Indústria de energia: controlo de motores, controlo da distribuição de energia e estimativa da potência.
- Controlo de processos: temperatura, pressão, etc.
- Robótica: Controlo de posição e planeamento de trajetórias.

O controlo por lógica difusa pode ser visto como um criador de regras artificial que opera em tempo real em sistemas de malha-fechada, recolhe os dados das saídas $y(t)$ do sistema, compara-as com a entrada de referência $r(t)$ e de seguida decide qual deve ser a entrada $u(t)$ para a planta. Para a construção de um sistema de controlo por lógica difusa deve-se primeiro escolher as entradas e as saídas do controlador difuso, em segundo lugar escolher o pré-processamento necessário para as entradas do controlador e possivelmente o pós-processamento necessário para as saídas, e por último projetar cada um dos quatro componentes do controlador difuso ilustrados na figura 3.3 [12]:

1. A **interface de difusificação**, responsável por modificar as entradas de forma a serem interpretadas e comparadas na base de regras.
2. A **base de regras**, que contém a informação na forma de um conjunto de regras indicando a melhor forma de controlar o sistema.

3. O **mecanismo de inferência**, avalia quais as regras de controlo relevantes a cada instante de tempo, depois disso decide qual deve ser a entrada para o sistema.
4. A **interface de desfusificação**, que converte as conclusões provenientes do mecanismo de inferência em entradas para o sistema.

Na figura 3.3 é ilustrado um controlador difuso incorporado no ciclo de controlo em malha fechada, sendo $r(t)$ o sinal de referência, $u(t)$ a saída do controlador e $y(t)$ o sinal de saída do sistema.

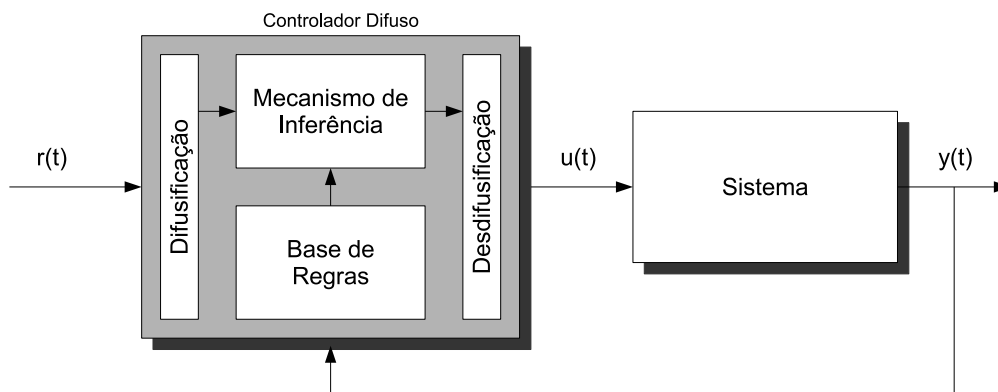


Figura 3.3: Arquitetura de um controlador difuso [12].

Para explicar melhor cada elemento do sistema e do controlador difuso será utilizado como exemplo, na subsecção seguinte, um sistema em que se pretende controlar a temperatura de um forno. A leitura da temperatura do forno é obtida por um termómetro e a potência calorífica é fornecida por um radiador.

3.2.1 Sistemas Difusos

3.2.1.1 Universo de discurso

O universo de discurso representa a gama de valores que as entradas x_i e as saídas y_i de um controlador difuso podem tomar. Se X_i simbolizar o universo de discurso de entrada e Y_i o universo de discurso de saída teremos $x_i \in X_i$ e $y_i \in Y_i$. Na grande maioria das vezes o universo de discurso é simplesmente o conjunto de números reais definidos no intervalo $[\alpha, \beta]$, em que α e β são geralmente os pontos de saturação dos universos de discurso das entradas e das saídas [12; 30].

Exemplo: Recorrendo ao exemplo do controlo da temperatura de um forno, é definida a temperatura lida pelo termómetro como entrada x_1 com um universo de discurso X_1 definido no intervalo $[0, 100]^\circ\text{C}$.

3.2.1.2 Variáveis e valores linguísticos

Num sistema difuso existem variáveis linguísticas para descrever, com palavras, cada uma das entradas e saídas do controlador. Tal como as entradas x_i e saídas y_i assumem valores numéricos contidos nos seus universos de discurso, também as variáveis linguísticas assumem

valores linguísticos, também chamadas etiquetas linguísticas [12; 28; 29]. Se \tilde{A}_i^j simbolizar o j valor linguístico da variável linguística \tilde{x}_i definida no universo de discurso X_i , e se for assumido que existem vários valores linguísticos em X_i , teremos \tilde{x}_i a assumir o seguinte conjunto de valores [12]:

$$\tilde{A}_i = \{\tilde{A}_i^j : j = 1, 2, \dots, N_i\}. \quad (3.12)$$

Exemplo: Voltando ao exemplo do forno, as variáveis linguísticas das entradas são $\tilde{x}_1 =$ “temperatura atual” e $\tilde{x}_2 =$ “Temperatura desejada”, e em cada uma delas incluem-se os valores linguísticos $\tilde{A}_1^1 = \tilde{A}_2^1 =$ “reduzida”, $\tilde{A}_1^2 = \tilde{A}_2^2 =$ “moderada” e $\tilde{A}_1^3 = \tilde{A}_2^3 =$ “elevada”. A variável linguística para a saída é $\tilde{y}_1 =$ “Saída para o radiador” que inclui os valores linguísticos $\tilde{B}_1^1 =$ “desligado”, $\tilde{B}_1^2 =$ “reduzida” e $\tilde{B}_1^3 =$ “elevada”.

As descrições dos valores linguísticos são normalmente abreviadas e em muitos dos casos em vez de se usarem palavras são usados números inteiros para os descrever. Utilizando o exemplo de cima, para o caso das temperaturas, os valores linguísticos poderiam ficar: “-1” representando “reduzida”, “0” representando “moderada” e “+1” representando “elevada”.

3.2.1.3 Funções e graus de pertença

A função que representa o grau de pertença (μ), compreendido no intervalo $[0, 1]$, das variáveis linguísticas dentro dos seus valores linguísticos é chamada função de pertença. As funções de pertença $\mu(x_i)$ definem a certeza com que um elemento x_i pertencente a X_i descrito linguisticamente por \tilde{x}_i pode ser classificado linguisticamente como \tilde{A}_i^j (valor linguístico j da variável linguística i) [12; 28].

Existem várias formas de representar as funções de pertença para assim representar de uma forma mais correta o grau de pertença. Estas podem tomar forma triangular, trapezoidal e com distribuição gaussiana. Na figura 3.4 estão ilustradas algumas das formas que as funções de pertença podem apresentar.

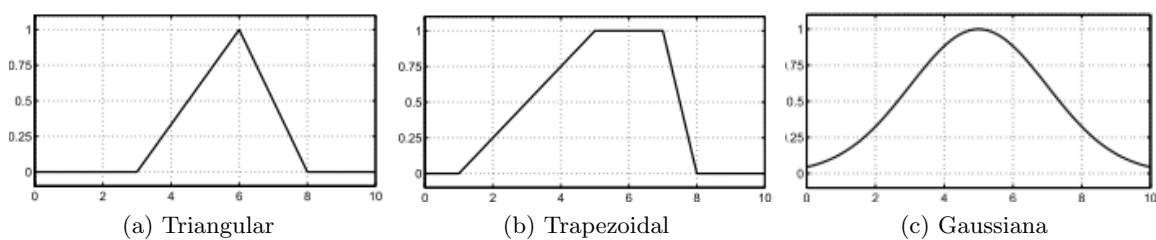


Figura 3.4: Principais tipos de funções de pertença [31].

Exemplo: A variável linguística “temperatura atual” pode ter um grau de pertença de 1 dentro do valor linguístico “moderada” quando a temperatura é de 50°C, um grau de pertença 0 se a temperatura for menor ou igual a 30°C, e um grau de pertença intermédio (>0 e <1) se a temperatura tomar valores entre os 30 e os 70°C. A figura 3.5 mostra a função de pertença do valor linguístico “moderada”. O eixo horizontal da função de pertença indica a certeza (grau de pertença) e o eixo horizontal o universo de discurso da variável linguística “temperatura atual”.

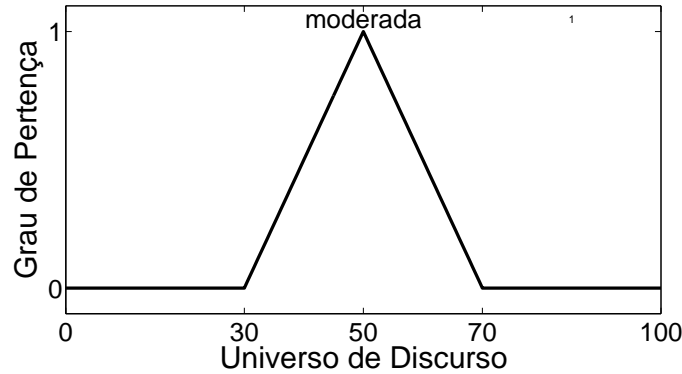


Figura 3.5: Função de pertinência do valor linguístico “moderada” da variável linguística “temperatura atual”.

3.2.1.4 Conjuntos difusos

Um valor linguístico representa-se matematicamente por um conjunto difuso formado por valores lógicos referentes à possibilidade de ocorrência [29]. Dada uma variável linguística \tilde{x}_i com um valor linguístico \bar{A}_i^j definido no universo de discurso X_i e dada a função de pertinência $\mu_{A_i^j}(x_i)$ que mapeia X_i em $[0, 1]$, o conjunto difuso A_i^j é definido por [12]:

$$A_i^j = \{(x_i, \mu_{A_i^j}(x_i)) : x_i \in X_i\}. \quad (3.13)$$

Exemplo: Se a entrada numérica x_1 for a temperatura no forno, a variável linguística $\bar{x}_1 =$ “temperatura atual” e o valor linguístico $\bar{A}_1^1 =$ “reduzida”, então A_1^1 é o conjunto difuso cuja a função de pertinência descreve o grau de pertinência que a entrada numérica x_1 , com um universo de discurso $[0, 100]^\circ\text{C}$, possui de valor linguístico “reduzida”.

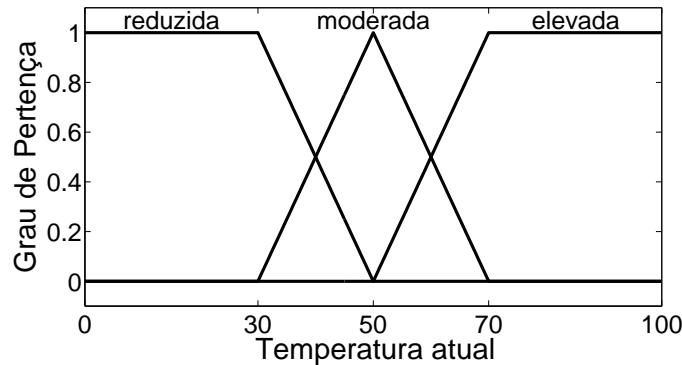


Figura 3.6: Conjunto difuso da variável linguística “temperatura atual”.

3.2.1.5 Regras linguísticas

As regras linguísticas ou regras de inferência descrevem, por palavras, as relações entre as variáveis linguísticas de entrada e de saída com base nos valores linguísticos. Geralmente as variáveis linguísticas de entrada são as premissas (ou antecedentes) da regra linguística e as

variáveis linguísticas de saída os consequentes da regra. A forma geral das regras linguísticas é a seguinte[12]:

If premissa **Then** consequente

Para relacionar as premissas e os consequentes de uma regra linguística (casos em que existem várias entradas e/ou várias saídas) podem ser usados os operadores lógicos de conexão **And**, **Or** e **Not**. Na escrita dos conectores lógicos convencionou-se usar os termos da língua inglesa para evidenciar o seu significado operativo nas proposições redigidas na língua portuguesa [29]. Alguns dos formatos possíveis que as regras linguísticas podem tomar utilizando os operadores lógicos de conexão são indicados de seguida:

- **If** premissa 1 **And** premissa 2 **Then** consequente
- **If** premissa 1 **Or** premissa 2 **Then** consequente
- **If Not** premissa **Then** consequente
- **If** premissa **Then** consequente 1 **And** consequente 2

Simbolicamente a regra linguística de um sistema MIMO (*Multi Inputs Multi Outputs*) com n entradas e $m = 2$ saídas é representada da seguinte forma[12]:

$$\text{If } \tilde{x}_1 \text{ é } \tilde{A}_1^i \text{ And } \tilde{x}_2 \text{ é } \tilde{A}_2^k \text{ And, ..., And } \tilde{x}_n \text{ é } \tilde{A}_n^l \text{ Then } \tilde{y}_1 \text{ é } \tilde{B}_1^r \text{ And } \tilde{y}_2 \text{ é } \tilde{B}_2^s . \quad (3.14)$$

Exemplo:

If “temperatura atual é reduzida” **And** “temperatura desejada é moderada” **Then** “saída para o radiador é elevada”

As proposições “temperatura atual é reduzida” e “temperatura desejada é moderada” são as premissas (ou antecedentes) da regra linguística. O operador lógico **And** é responsável por relacionar as duas premissas para assim se chegar ao valor agregado destas. A preposição “saída para o radiador é elevada” é o consequente da regra. O consequente da regra linguística está normalmente associado à saída do controlador difuso.

3.2.1.6 Base de regras

Dá-se o nome de base de regras ao conjunto de regras linguísticas de um sistema difuso. Estas regras, combinadas com a descrição das variáveis linguísticas pelas suas funções de pertença, permitem imitar os modos como os seres humanos pensam e atuam por intuição aproximativa [29]. O número de regras existentes numa base de regras está relacionado com número de variáveis e valores linguísticos das entradas especificados, por isso, tal como o número de variáveis e valores linguísticos é finito também o número de regras existente na base de regras o será. Se n simbolizar o número de variáveis linguísticas e N o número de valores linguísticos, o número máximo de regras será [12]:

$$\prod_{i=1}^n N_i = N_1 \cdot N_2 \cdot \dots \cdot N_n. \quad (3.15)$$

Exemplo: No caso do controlo de temperatura do forno, com duas variáveis linguísticas de entrada em que cada uma tem três valores linguísticos, a base de regras teria no máximo $3^2 = 9$ regras linguísticas, que representam todas as combinações possíveis das premissas. A tabela 3.2 representa a base de regras do controlo da temperatura do forno.

Tabela 3.2: Base de regras para o controlo da temperatura do forno

Saída para o radiador		Temperatura desejada		
		-1	0	1
temperatura atual	-1	0	1	2
	0	0	0	1
	1	0	0	1

3.2.2 Controladores difusos

O sistema de inferência que será usado para explicar a estrutura dos controladores difusos é conhecido como sistema de inferência Mamdani, proposto por Ebrahim Mamdani em 1975 [32]. O sistemas de inferência Mamdani e Takagi-Sugeno, este último explicado na subsecção 3.2.3, são os sistemas de inferência mais utilizados [28; 33].

3.2.2.1 Difusificação

Entende-se por difusificação como o processo em que se associam as entradas numéricas $x_i \in X_i$ do controlador difuso aos valores linguísticos da variável linguística correspondente para de seguida se determinar o grau de pertença da variável linguística dentro dos seus valores linguísticos utilizando as funções de pertença. De forma resumida, a difusificação consiste em converter as entradas numéricas em conjuntos difusos [12; 28; 31].

Se X_i^* simbolizar todos os conjuntos difusos que podem ser definidos em X_i , dado $x_i \in X_i$, o processo de difusificação transforma x_i num conjunto difuso simbolizado por A_i^{fuz} definido no universo de discurso X_i . Esta transformação é produzida pelo operador de difusificação F definido por [12]:

$$F : X_i \rightarrow X_i^*, \quad (3.16)$$

onde

$$F(x_i) = A_i^{fuz}. \quad (3.17)$$

Exemplo: No processo de difusificação, a temperatura lida pelo termómetro é associada aos valores linguísticos “reduzida” (“-1”), “moderada” (“0”) e “elevada” (“+1”) da variável linguística “temperatura atual”. A temperatura lida poderá ter mais que um valor linguístico, dependendo da forma como estão dispostas as funções de pertença da variável linguística. Se o valor da temperatura lida for 60°C o seu grau de pertença dentro valor linguístico “moderada” será de $\mu = 0.5$ tal como está representado na figura 3.7.

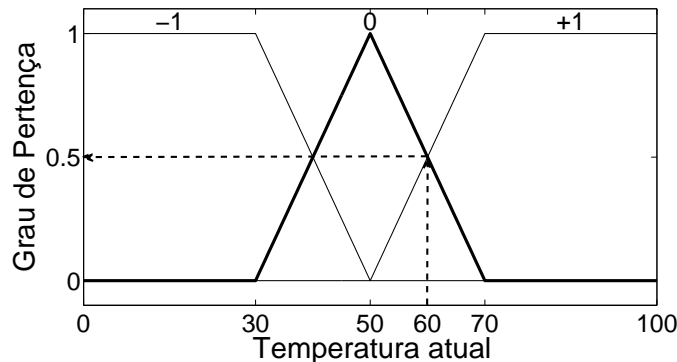


Figura 3.7: Difusificação da entrada $x_1 = 60$.

3.2.2.2 Mecanismo de Inferência

O mecanismo de inferência utiliza a base de regras para interpretar os conjuntos difusos de entrada para assim concluir qual o conjunto difuso de saída [34]. São duas as tarefas básicas do mecanismo de inferência:

1. Comparar as premissas de todas as regras com as entradas do controlador difuso de forma a determinar qual a regra que será aplicada. Este processo é chamado *matching* e envolve quantificar a certeza com que regra é aplicada.
2. Determinar as conclusões, ou seja, as ações de controle a tomar, utilizando a entrada x_i e as regras selecionadas no processo de *matching*. Este processo é chamado *inference step*.

3.2.2.2.1 Matching

No processo de difusificação as entradas x_i , $i = 1, 2, \dots, n$ são difusificadas nos conjuntos difusos A_1^{fuz} , A_2^{fuz} , ..., A_n^{fuz} . Existem depois dois passos básicos no processo de *matching*:

1. Combinar as entradas com as premissas das regras

Este primeiro passo envolve encontrar os conjuntos difusos $A_1^j, A_2^k, \dots, A_n^l$ com as funções de pertença:

$$\begin{aligned}\mu_{A_1^j}(x_1) &= \mu_{A_1^j}(x_1) * \mu_{A_1^{fuz}}(x_1), \\ \mu_{A_2^k}(x_2) &= \mu_{A_2^k}(x_2) * \mu_{A_2^{fuz}}(x_2), \\ &\dots \\ \mu_{A_n^l}(x_n) &= \mu_{A_n^l}(x_n) * \mu_{A_n^{fuz}}(x_n),\end{aligned}\tag{3.18}$$

(para todo o j, k, \dots, l) que combinam os conjuntos difusos provenientes da difusificação com os conjuntos difusos usados em cada um dos termos das premissas das regras [12].

2. Determinar quais as regras ativas

Neste passo são agregados os valores de pertença $\mu_i(x_1, x_2, \dots, x_n)$ da premissa da regra i que representam a certeza de cada premissa relativamente às entradas.

$$\mu_i(x_1, x_2, \dots, x_n) = \mu_{A_1^j}(x_1) * \mu_{A_2^k}(x_2) * \dots * \mu_{A_n^l}(x_n).\tag{3.19}$$

Quando o operador lógico **And** é utilizado para relacionar as premissas da regra são geralmente aplicados um dos dois métodos para relacionar a certeza das premissas da regra: o *mínimo* ou o *produto algébrico*. No caso de ser o operador lógico **Or** o escolhido são geralmente utilizados os métodos *máximo* e *soma algébrica*. Informações detalhadas sobre estas operações lógicas podem ser consultadas em [12]. Convém também referir que o peso da certeza da premissa da regra varia entre 0 e 1 [12; 31].

Exemplo: Supondo que a “temperatura atual” é igual a 60°C, que corresponde ao valor linguístico “moderada” com um grau de pertença de 0.5, se a temperatura desejada for de 70°C, que corresponde ao valor linguístico “elevada” com um grau de pertença de 1, o controlador difuso invoca a seguinte regra:

If “temperatura atual é moderada” **And** “temperatura desejada é elevada” **Then** “Saída para o radiador é reduzida”

Usando a operação lógica And (mínimo) para agregar os graus de pertinência da premissa, o grau de pertinência mais baixo será o utilizado. Assim o grau de pertinência agregado da premissa da regra será 0.5. Na figura 3.8 está ilustrado este processo.

3.2.2.2.2 Determinar as conclusões (*Inference Step*)

Para determinar quais as conclusões que se devem tirar após serem aplicadas as regras é necessário:

1. Aplicar o método de implicação

Antes da aplicação do método de implicação é necessário analisar os pesos das regras, que como já foi indicado variam entre 0 e 1. Geralmente o peso das regras é 1, quando assim é o peso não tem qualquer efeito no processo de implicação. O método de implicação tem apenas uma entrada numérica dada pela premissa e como saída um conjunto difuso. O objetivo do processo de implicação consiste em determinar o “conjunto difuso implicado” da regra i tendo como base a seguinte função de pertinência:

$$\mu_{\hat{B}_q^i}(y_q) = \mu_i(u_1, u_2, \dots, u_n) * \mu_{B_q^p}(y_q), \quad (3.20)$$

em que o conjunto difuso implicado \hat{B}_q^i especifica o nível de certeza que a saída dever ser y_q . Os operadores lógicos normalmente usados pelo método de implicação são o *mínimo* e o *produto algébrico* [12; 31; 35].

2. Agregar as saídas

O processo de agregação das saídas consiste em combinar todos os conjuntos difusos que representam a saída de cada regra num único conjunto difuso implicado agregado. Este processo serve como preparação para a etapa final, a desfusificação. Geralmente, o processo de agregação utiliza um dos três métodos: *máximo*, *soma* ou *soma algébrica* [12; 29; 31; 35]. Utilizando o operador lógico *soma algébrica* o conjunto difuso implicado agregado dos conjuntos difusos implicados $\mu_{\hat{B}_q}$ de $\mu_{\hat{B}_q^1}, \mu_{\hat{B}_q^2}, \dots, \mu_{\hat{B}_q^R}$ será [12; 35]:

$$\mu_{\hat{B}_q}(y_q) = \mu_{\hat{B}_q^1}(y_q) \oplus \mu_{\hat{B}_q^2}(y_q) \oplus \dots \oplus \mu_{\hat{B}_q^R}(y_q). \quad (3.21)$$

Exemplo: A imagem 3.8 ilustra o processo de difusificação da temperatura atual e da temperatura desejada, o processo de *matching* utilizando o método “mínimo”, o processo de implicação utilizando o método “mínimo” e o processo de agregação utilizando o método “máximo”.

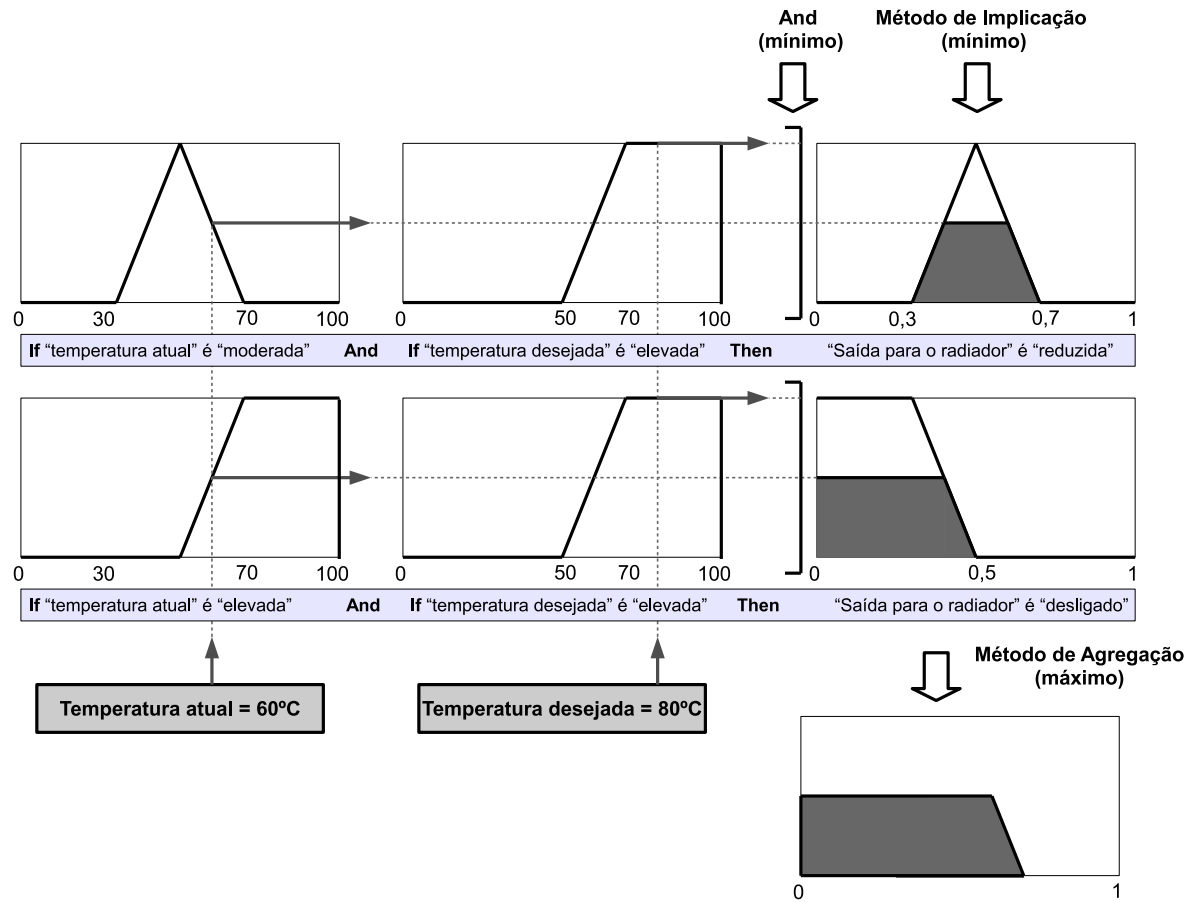


Figura 3.8: Ilustração do processo de *matching* e o *inference step* para o exemplo do controle da temperatura num forno.

3.2.2.3 Desdifusificação

A desfusificação é a última etapa do controlador difuso e consiste em converter os graus de pertinência de variável linguística de saída nos seus valores linguísticos para de seguida convertê-los em valores numéricos reais. A entrada do processo de desfusificação é um conjunto difuso, proveniente do *inference step*, e a saída é um valor numérico que é também a saída do controlador difuso.

Existem vários métodos de desfusificação, cada um destes métodos disponibiliza os meios para identificar uma única saída y_q^{crisp} baseando-se no conjunto difuso implicado agregado. De seguida, são enumerados alguns dos métodos de desfusificação existentes:

- centro de gravidade (CoG);
- centro de gravidade modificado (mCoG);
- centro das somas (CoS);
- centro do máximo (CoM);
- média do máximo (MoM).

Segundo Passino [12], a técnica de desfusãoção mais popular é a do cálculo do centro de gravidade. Utilizando o cálculo do centro de gravidade, a saída y_q^{crisp} é representada pela equação

$$y_q^{crisp} = \frac{\sum_{i=1}^R b_i^q \int_{y_q} \mu_{\hat{B}_q^i}(y_q) dy_q}{\sum_{i=1}^R \int_{y_q} \mu_{\hat{B}_q^i}(y_q) dy_q}, \quad (3.22)$$

em que R representa o número de regras, b_i^q o centro de gravidade da função de pertença de B_q^p associada ao conjunto difuso implicado \hat{B}_q^p da regra i .

Informações detalhadas sobre os vários métodos de desfusãoção podem ser encontradas em [12], [28], [29] ou [31].

Exemplo: A figura 3.9 mostra o resultado da desfusãoção, utilizando o método CoG, do conjunto difuso resultante do processo de agregação ilustrado na figura 3.8.

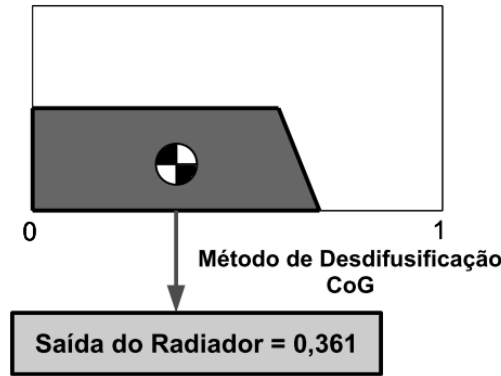


Figura 3.9: Desdifusãoção do conjunto difuso agregado da figura 3.8 pelo método de desfusãoção CoG.

3.2.3 Sistemas de inferência Takagi-Sugeno

No sistema de inferência Takagi-Sugeno, desenvolvido em 1985 [36], o consequente da regra em vez de ser um valor linguístico associado a uma função de pertença, como acontece com o sistema de inferência Mamdani, é uma função que não tem associada qualquer função de pertença, que pode ser vista como um conjunto pré-desfusãoção que, por esta razão, aumenta a eficácia do processo de desfusãoção e consequentemente diminui o cálculo computacional [12; 31; 33; 37].

Apesar de ser mais eficiente ao nível do cálculo computacional, o sistema de inferência Takagi-Sugeno não é tão intuitivo quanto o Mamdani. Por esta, razão foi utilizado nesta dissertação este último e preterido o Takagi-Sugeno.

3.2.4 Esquema de um controlador PID difuso

Para criar um controlador PID difuso utiliza-se a variável do erro, o integral do erro e a derivada do erro como entradas no processamento difuso caracterizando deste modo as três ações proporcional, integral e derivada do controlador. A variável de erro $e(k) = r(k) - y(k)$

intervém diretamente com o coeficiente de ação proporcional K_p . Para a ação integral pode-se efetuar a integração aproximada somando os sucessivos erros da amostra [29]:

$$e_i(k) = \sum_{j=0}^{k-1} e(j). \quad (3.23)$$

A derivada da variável de erro é obtida, caso não seja mensurável, através da derivação aproximada em que é feita a diferença entre valores $e(k)$ e $e(k-1)$ em dois instantes consecutivos de amostragem [29]:

$$e_d(k) = \frac{e(k) - e(k-1)}{T_a}, \quad (3.24)$$

onde T_a é o tempo de amostragem. Assim, o controlador PID difuso, ilustrado na figura 3.10, é descrito pela seguinte equação [29]:

$$u(k) = K_p e(k) + K_i e_i(k) + K_d e_d(k). \quad (3.25)$$

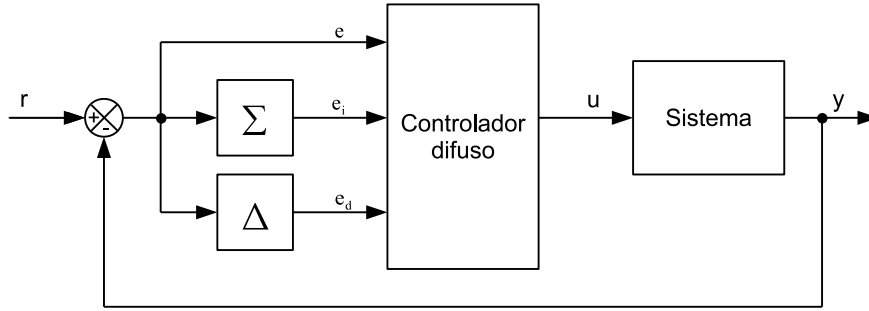


Figura 3.10: Esquema do princípio de um controlador PID difuso [29].

Capítulo 4

Plataforma Experimental

4.1 Sistema Eletropneumático

A máquina de ensaios servopneumático, ilustrada na figura 4.1, possui cinco eixos e seis graus de liberdade (6 DOF) com o intuito de permitir reproduzir forças e deslocamentos que ocorrem durante as atividades dinâmicas de locomoção na articulação patelo-femural.

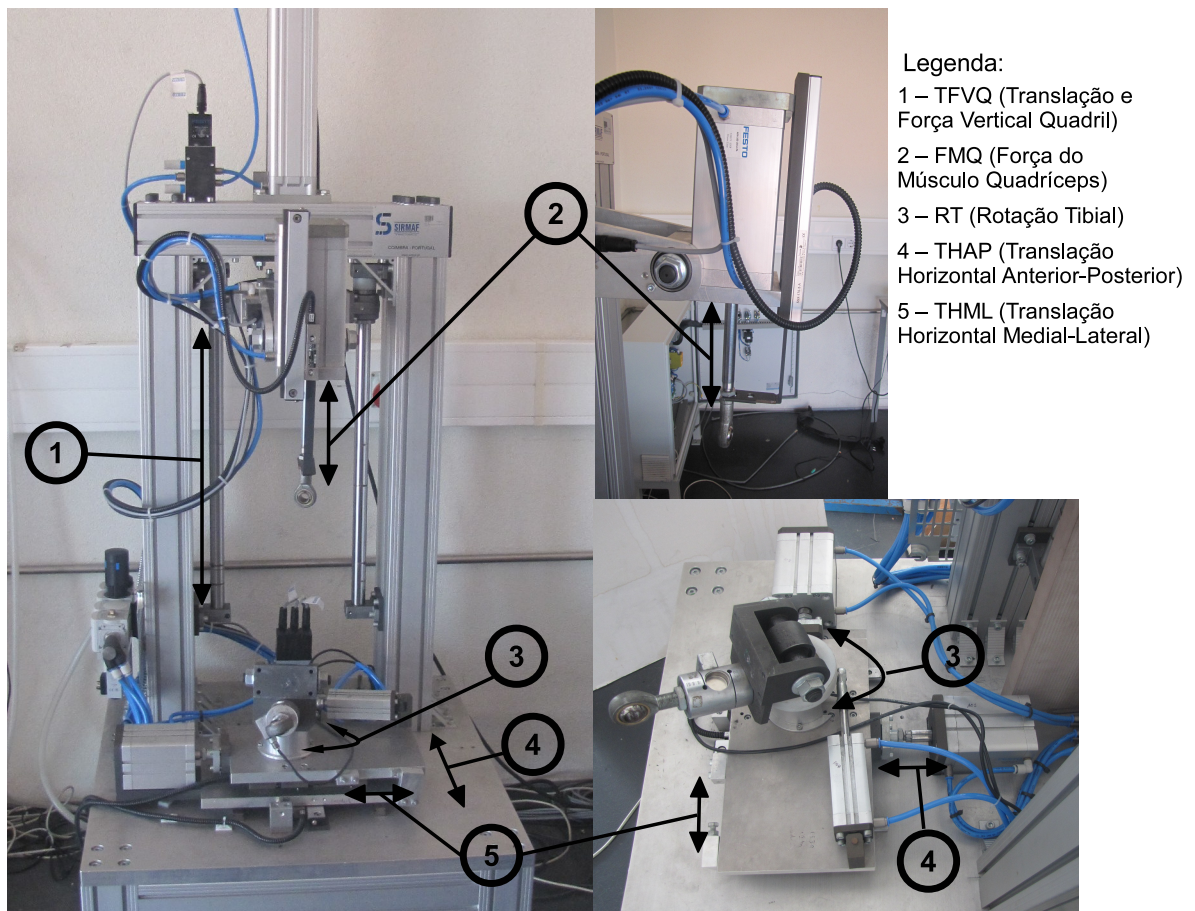


Figura 4.1: Eixos da máquina servopneumática.

A máquina servopneumática é constituída por perfis em alumínio *MayTec* tipo 6E e 8E, que garantem a rigidez da estrutura. O circuito pneumático, representado na imagem 4.5, é constituído por uma unidade de tratamento de ar, cinco servoválvulas e cinco atuadores pneumáticos. A unidade de tratamento de ar *FESTO* MSB6-1/4-C4-J1-H3-F3-WP, ilustrada na figura 4.2, é responsável por filtrar, regular e lubrificar o ar comprimido [38]. A pressão de alimentação P_s utilizada foi de 6 bar. Foram utilizadas, no total, cinco servoválvulas reguladoras de caudal (figura 4.3) para a conversão eletropneumática, uma servoválvula *FESTO* MPYE-5-1/8-HF-010-B para o eixo de “Translação e Força Vertical Quadril” com caudal nominal de 1200 l/min e quatro servoválvulas *FESTO* MPYE-5-1/4-010-B para os restantes eixos com caudal nominal de 700 l/min. Todas as servoválvulas são de cinco orifícios e centro fechado. Algumas das características das servoválvulas estão indicadas na tabela 4.1 [39; 40].



Figura 4.2: Unidade de tratamento de ar *Festo* MSB6.



Tabela 4.1: Características das servoválvulas

Característica	Valor
Tensão de alimentação	24 V
Pressão de trabalho	0-10 bar
Tensão de referência	0-10 V
Posição intermédia	5 ± 0.1 V
Caudal nominal	700 ^a /1200 ^b l/min

^a MPYE-5-1/4-010-B

^b MPYE-5-1/8-HF-010-B

Figura 4.3: Servoválvula *Festo* MPYE.

Para a atuação pneumática foram utilizados cinco cilindros industriais de atuação dupla da *FESTO*, quatro do tipo ADN e um do tipo DNC (figura 4.4). As características dos atuadores utilizados em cada eixo estão indicadas na tabela 4.2 [41; 42; 43; 44]. De notar que os cilindros dos eixos de “Translação Horizontal Anterior-Posterior” e de “Translação Horizontal Medial-Lateral” são iguais.

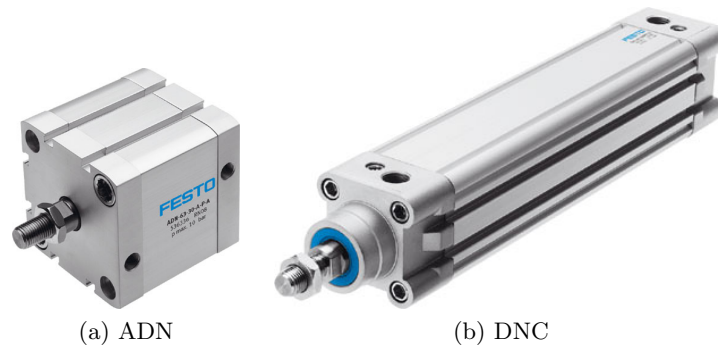
Figura 4.4: Atuadores pneumáticos *Festo*.

Tabela 4.2: Características dos atuadores pneumáticos de cada eixo.

Característica	TFVQ	FMQ	RT	THAP e THML
Referência	DNC-80-600-PPV-A	ADN-100-150-APA	ADN-25-60-APA	ADN-80-80-APA
Curso (mm)	600	150	60	80
Diâmetro do pistão (mm)	80	100	25	80
Diâmetro da haste (mm)	25	20	8	16
Força teórica de retorno (KN) ¹	2,721	4,524	0,247	2,827
Força teórica de avanço (KN) ¹	3,016	4,712	0,295	4,712
Pressão de trabalho (bar)	0,6-10	0,6-10	0,6-10	0,6-10

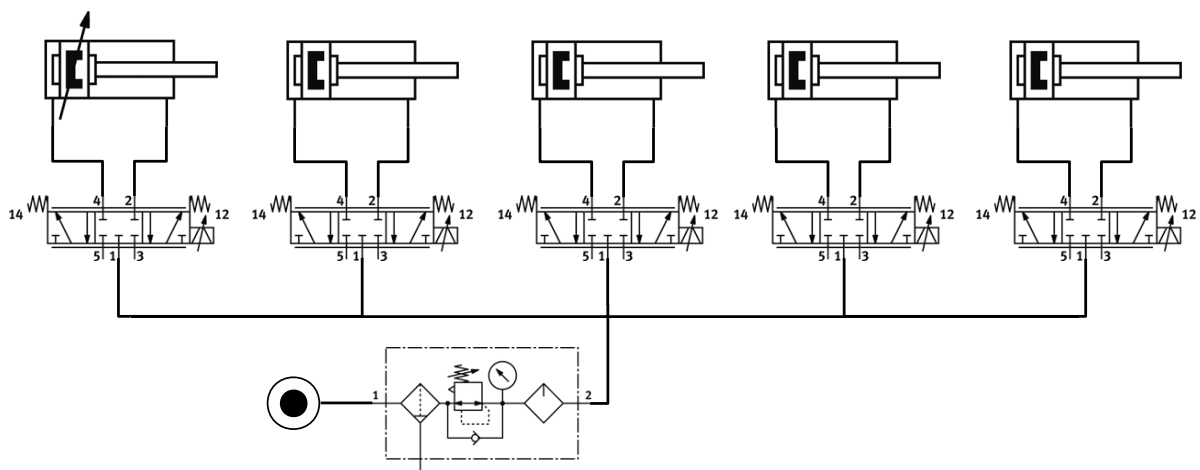
¹ Pressão a 6 bar

Figura 4.5: Circuito pneumático da máquina de ensaios.

Para medir as posições das hastes dos cilindros foram utilizados quatro codificadores incrementais lineares de princípio de funcionamento ótico *FAGOR Model S* e um codificador incremental rotativo *SCANON 2RMHF.7500.N.06.64.03.s* para a medição do ângulo do eixo de “Rotação Tibial”, ambos ilustrados na figura 4.6. Os codificadores incrementais lineares têm uma resolução diferencial de $1\mu\text{m}$ e são compostos por dois elementos: o bloco de leitura, que se movimenta juntamente com o pistão do cilindro e a régua ótica. De notar que os eixos de “Translação Horizontal Anterior-Posterior” e “Translação Horizontal Médio-Lateral” têm codificadores incrementais lineares iguais. As tabelas 4.3 e 4.4 mostram as características dos tradutores de posição lineares e rotativo, respetivamente [45; 46].

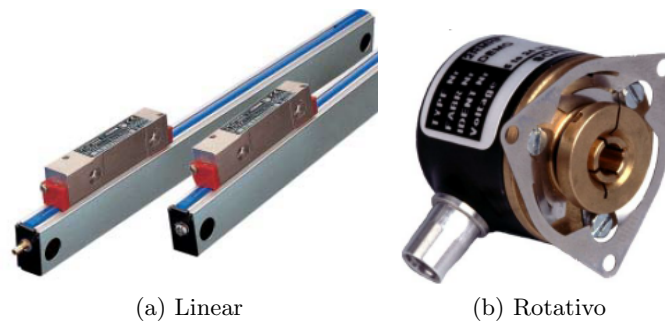


Figura 4.6: Transdutores de posição.

Tabela 4.3: Características dos transdutores de posição lineares.

Eixo	Referência	Resolução (μm)	Curso de leitura (mm)
FMQ	SSX-170-5-A	1	170
TFVQ	SSX-620-5-A	1	620
THAP e THML	SSX-70-5-A	1	70

Tabela 4.4: Características do transdutor de posição rotativo.

Caraterísticas	Valor
Diâmetro	24 mm
Impulsos por volta	7500
Tensão de alimentação	24 V

O sistema eletropneumático foi também instrumentado com dois transdutores de força com princípio de funcionamento resistivo: o *AEP TC4-CTSTM632KNI15* para o eixo “Translação e Força Vertical Quadril” e o *AEP TCE-CTCE571TK5* para o eixo de “Tensão do Músculo Quadríceps”. Ambos os transdutores de força são ilustrados na figura 4.7. As características dos transdutores de força estão indicadas na tabela 4.5, [47; 48].

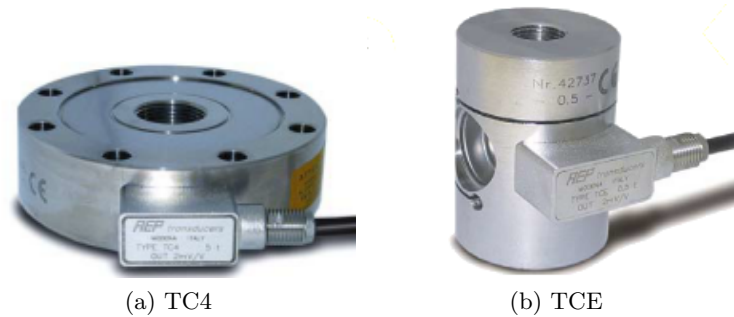


Figura 4.7: Transdutores de força AEP.

Tabela 4.5: Características dos transdutores de força

Eixo	Transdutor de força	Carga máxima (KN)	Linearidade
TFVQ	TC4	5	$\pm 0.05\%$ F.S.
FMQ	TCE	10	$\pm 0.03\%$ F.S.

4.2 Plataforma de Hardware

A ligação entre a instrumentação e a plataforma de software é realizada pelo sistema de tempo-real *CompactRIO* da *National Instruments*, constituído por um sistema integrado formado por um controlador de tempo-real e por um chassi reconfigurável de oito *slots*, o NI cRIO-9073 (figura 4.9), que recebe os módulos de entrada e de saída *C Series* também fabricados pela *National Instruments*. Neste trabalho foi utilizado um módulo NI 9215 (figura 4.10) para as entradas analógicas, dois módulos NI 9263 (figura 4.11) para as saídas analógicas e três módulos NI 9411 (figura 4.12) para as entradas digitais. O quadro elétrico onde foi colocada a plataforma de hardware está ilustrado na figura 4.8.

O NI cRIO-9073 é o principal constituinte do sistema *CompactRIO* que, além das oito slots para os módulos *C Series* de entrada/saída anteriormente mencionadas, combina ainda um processador industrial de tempo-real de 266 MHz e um chip FPGA reconfigurável, com 2 milhões de portas lógicas, incorporado. Para comunicar com o NI cRIO-9073 através da rede, este dispõe de uma porta ethernet que permite velocidades de comunicação de 10 ou 100 Mb/s, utiliza os protocolos de comunicação TCP/IP, UDP, Modbus, IrDA e os servidores HTTP, FTP e VISA [49; 50]. As tabelas 4.6, 4.7, 4.8 e 4.9 apresentam, de forma resumida, algumas das características do sistema integrado *CompactRIO* e de cada um dos módulos *C Series* [49; 51; 52; 53].

Em relação ao FPGA presente no NI cRIO-9073, este apresenta uma velocidade de relógio de 40 Mhz, 720 kbits de memória RAM, aquisição de dados e processamento paralelo e, utilizando a versão 8.5 do *LabVIEW* ou versões posteriores, permite a utilização de números no formato fixed-point¹. O FPGA permite que sejam implementados controladores PID, filtros, *lookup-tables*, operações aritméticas e suporta o mecanismo de acesso direto à memória

¹O formato vírgula-fixa representa números racionais com tamanho e precisão definidos pelo utilizador. É possível especificar qualquer tamanho entre 1 e 64 bits e configurar como com sinal ou sem sinal.

(DMA) [54].

Além do sistema *CompactRIO* foi também utilizado um PC com CPU INTEL Core2 Duo com velocidade de relógio de 2.53 GHz e memória RAM de 4 GB. O sistema operativo utilizado foi o *Microsoft Windows Vista Home Premium* 32-bit SP2.

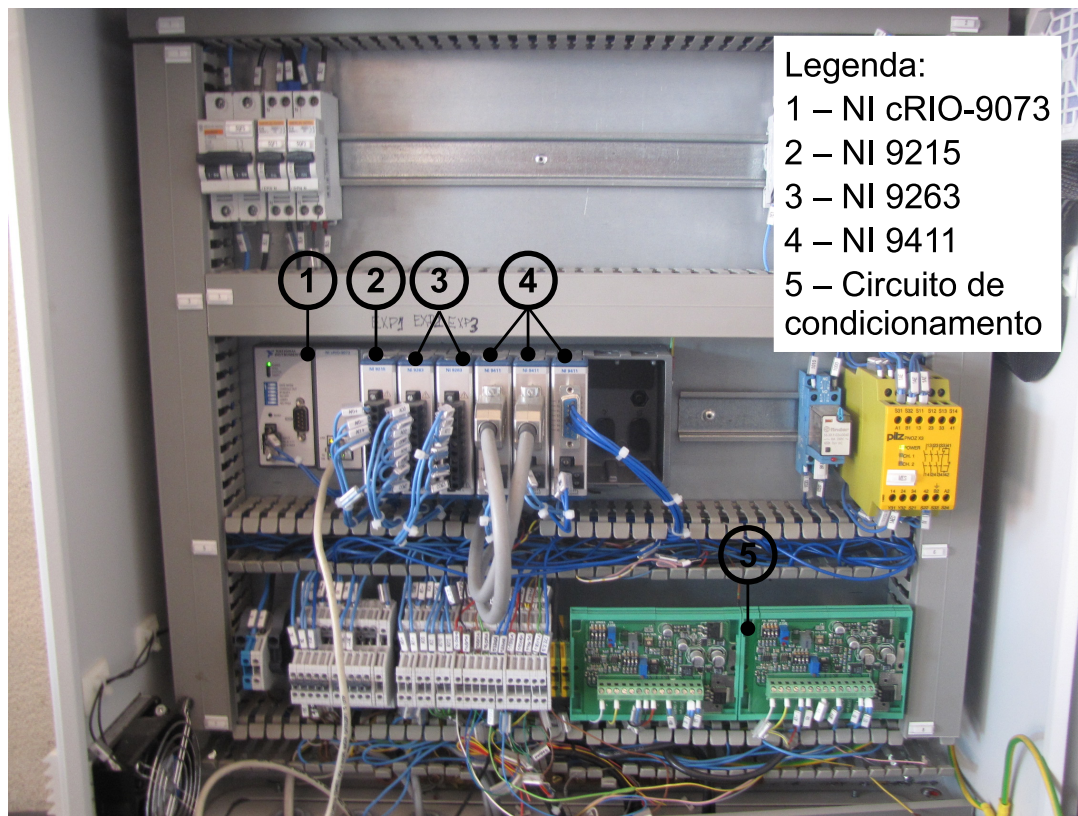


Figura 4.8: Quadro elétrico da máquina servopneumática.

Tabela 4.6: Características gerais do cRIO-9073.



Figura 4.9: NI cRIO-9073.

Característica	Valor
Processador	266 MHz
Memória DRAM	64 Mb
Memória não volátil	128 Mb
Tensão de alimentação	9 a 30 V
Interface de rede	Ethernet
Taxa de comunicação	10 ou 100 Mbs
Portas lógicas no FPGA	2 Milhões
Slots	8



Figura 4.10: NI 9215.

Tabela 4.7: Características gerais do NI 9215

Característica	Valor
Tipo de sinal	Tensão
Canais	4
Resolução	16 bits
Taxa Máxima de Amostragem (por canal)	100 kS/s
Gama dos sinais de entrada	± 10 V



Figura 4.11: NI 9263.

Tabela 4.8: Características gerais do NI 9263

Característica	Valor
Tipo de sinal	Tensão
Canais	4
Resolução	16 bits
Taxa Máxima de Amostragem (por canal)	100 kS/s
Gama dos sinais de entrada	± 10 V



Figura 4.12: NI 9411.

Tabela 4.9: Características gerais do NI 9411

Característica	Valor
Lógica	5V/TTL
Canais	6
Taxa de aquisição	500 ns
Nível dos sinais	± 5 até ± 25 V

O ar é conduzido da fonte de energia pneumática até à unidade de tratamento de ar, sendo de seguida conduzido, através das servoválvulas, até aos atuadores pneumáticos. Com base na informação dos transdutores de posição e força enviada para o sistema *CompactRIO*, os controladores fornecem as ações de controlo às servoválvulas. As ações de controlo e a informação dos transdutores são monitorizadas na aplicação de software desenvolvida no computador pessoal (Windows PC). Na figura 4.13 encontra-se esquematizada a relação entre os vários componentes do sistema eletropneumático e da plataforma de hardware.

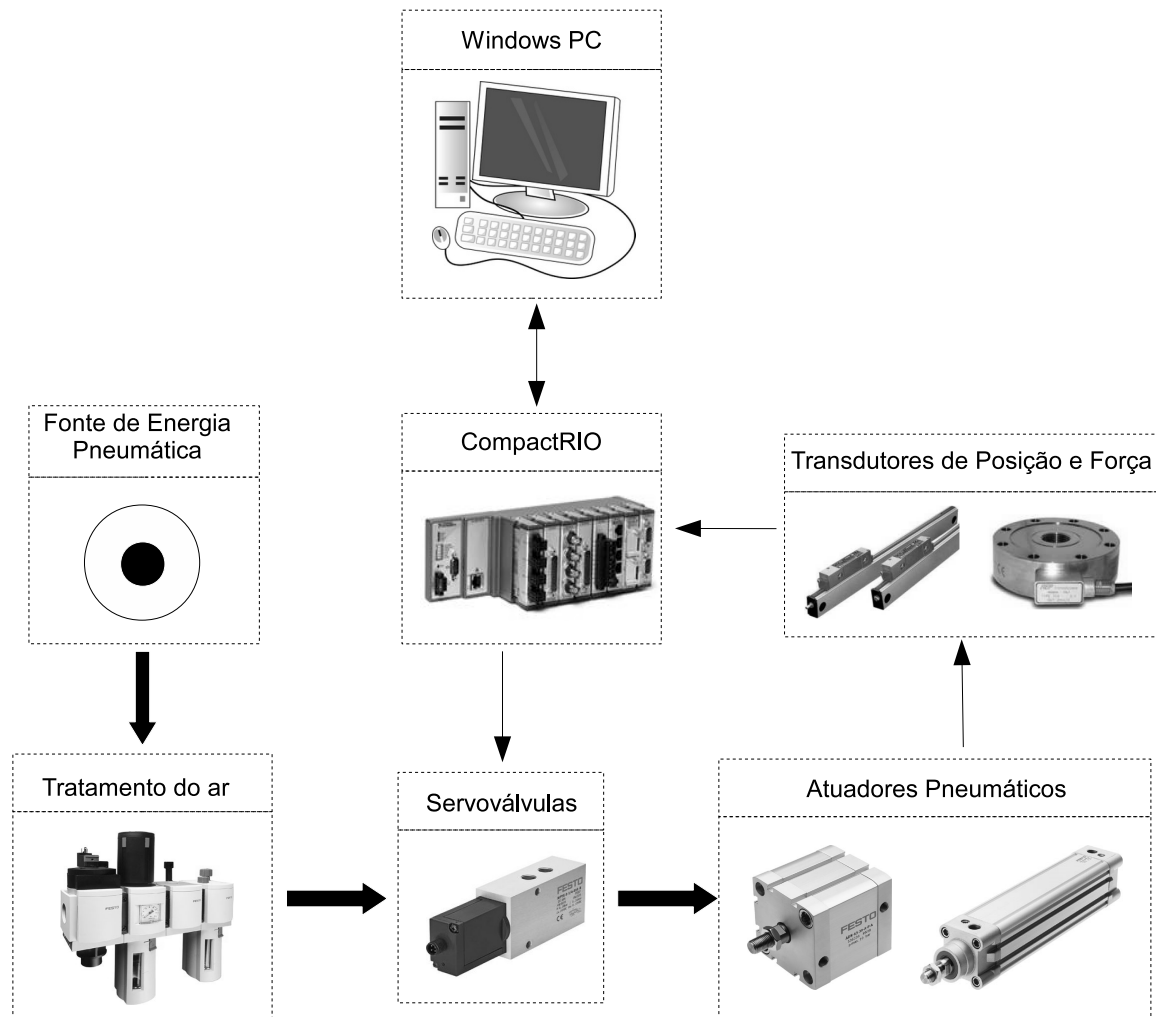


Figura 4.13: Relação entre os vários constituintes da plataforma eletropneumática e da plataforma de Hardware.

4.3 Plataforma de Software Implementada

Todo o software de controlo, monitorização e aquisição de dados foi desenvolvido com recurso ao *LabVIEW 8.6* da *National Instruments*. A principal razão para a utilização deste programa para desenvolver toda a plataforma de software prende-se com o facto deste, por partilhar com o sistema *CompactRIO* o mesmo fabricante, conter módulos que permitem uma rápida programação do FPGA e do controlador de tempo-real.

A plataforma de software desenvolvida deveria garantir o controlo, a aquisição de dados de forma independente do utilizador, a possibilidade de monitorização, a criação de trajetórias e possibilitar a atualização dos controladores por parte do utilizador. Em relação à gravação de dados, deveria ser garantida uma frequência de gravação de 100 Hz. A plataforma de software foi dividida em três camadas: a do FPGA, a do controlador de tempo-real e a do Windows PC (aplicação desenvolvida no computador pessoal). Todas estas são executadas de

forma independente pois dependem de hardware distintos, existindo comunicação entre elas para troca de dados. O FPGA e o controlador de tempo-real para comunicarem utilizam um barramento PCI local, enquanto que o Windows PC e o controlador de tempo-real comunicam através de um cabo ethernet. As várias tarefas realizadas em cada uma das camadas de software, que serão explicadas de seguida, e as interações realizadas entre as três estão esquematizadas na figura 4.14.

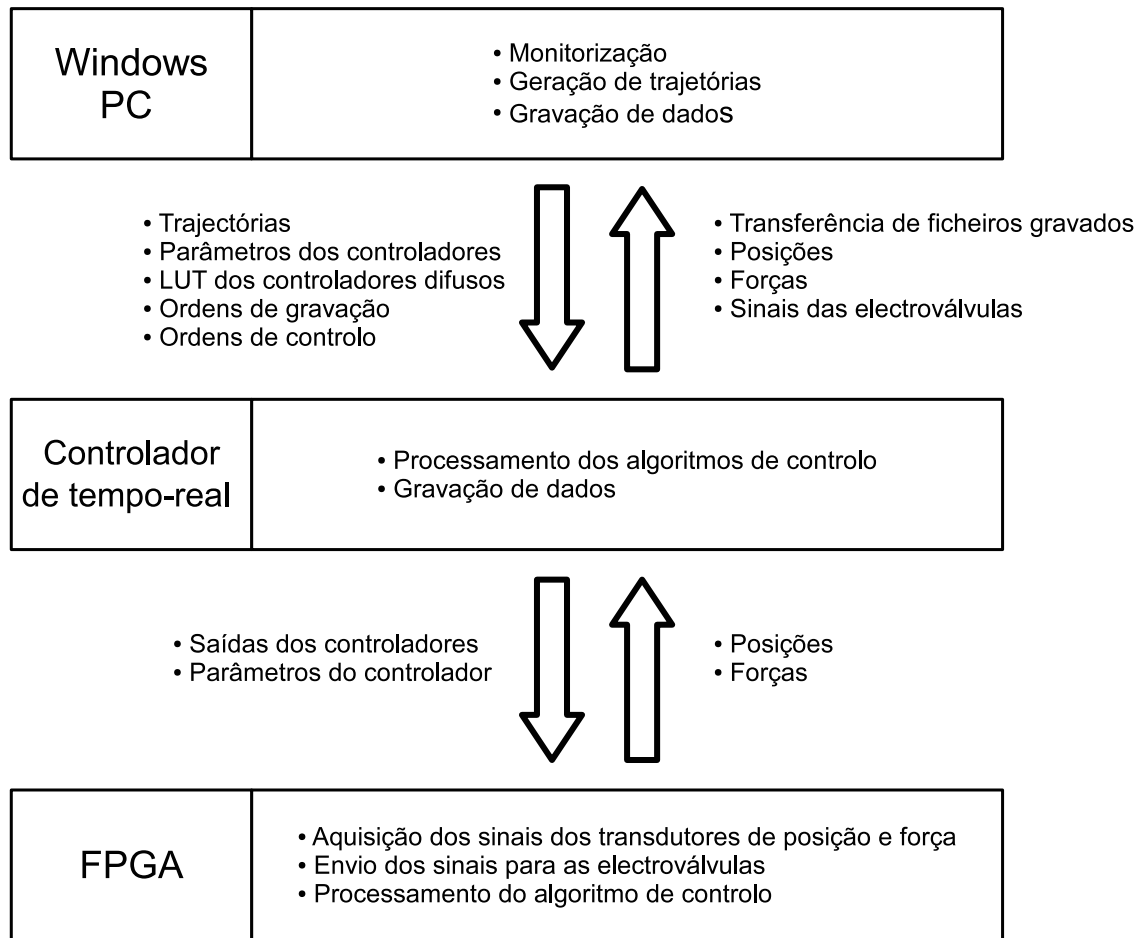


Figura 4.14: Esquema com as interações e tarefas das três camadas de software.

Um dos problemas a ter em conta no projeto da plataforma de software são as velocidades de comunicação entre o FPGA e o controlador de tempo-real do cRIO-9073 e entre este último e o Windows PC. A taxa com que o controlador de tempo-real realiza o envio e a receção de dados com o FPGA e com o Windows PC depende em muito do número de operações que o seu processador se encontra a realizar. Assim, quanto mais operações tem de processar menor será a taxa de transferência de dados. Esta situação foi das que mais relevância teve e das que mais dificuldades criou na construção da plataforma de software mais adequada.

4.3.1 Operações no FPGA

O FPGA pode ser considerado o principal componente do processo de controlo já que permite que se realizem ciclos de controlo e se construa uma plataforma de software sem se recorrer ao controlador de tempo-real e ao Windows PC. No entanto, a plataforma de software seria sempre algo limitada. O FPGA permite ciclos de controlo e de aquisição de dados superiores ao controlador de tempo-real, e a partir da versão 8.5 do *LabVIEW* é possível a utilização de números com o formato vírgula-fixa para uma série de operações no FPGA, ultrapassado-se assim alguns problemas que a impossibilidade de se utilizar números com vírgula flutuante impõe. Além das vantagens anteriormente mencionadas, o FPGA apresenta também desvantagens significativas, como a inexistência de memória não-volátil, que impossibilita a gravação de dados no FPGA e a impossibilidade de utilização de números com vírgula flutuante que no entanto, como já foi referido anteriormente, é minimizada com a existência do formato vírgula-fixa. O tempo de compilação dos programas no FPGA é bastante demorado. Neste trabalho a camada de software presente no FPGA demorou sempre cerca de 30 minutos a compilar. Uma outra desvantagem do FPGA é o facto deste apenas dispor de 720 kbytes de memória RAM que limita o número de variáveis e de operações realizadas [49; 50].

No FPGA é realizada a leitura dos vários codificadores incrementais que engloba a contagem dos impulsos e a deteção da direção permitindo o cálculo da posição, velocidade e aceleração de cada atuador pneumático. A leitura dos transdutores de força é também realizada no FPGA, e os valores lidos, porque são analógicos, são guardados em variáveis com o formato vírgula-fixa. Além das operações de leitura anteriormente indicadas é também realizada no FPGA a operação de escrita nas eletroválvulas proporcionais. Todas as operações são realizadas em ciclos com frequência de 40MHz.

4.3.2 Operações no controlador de tempo-real

São realizadas somente quatro tarefas na camada de software do controlador de tempo-real do cRIO-9073, embora algumas delas sejam das mais importantes e exigentes de toda a estrutura da plataforma de software:

- Processamento do algoritmo de controlo;
- Comunicação com o FPGA;
- Comunicação com o Windows PC;
- Gravação de dados.

Convém referir que a tarefa de gravação de dados apenas é processada se o utilizador assim o indicar.

As várias tarefas são executadas com diferentes níveis de prioridade dependendo, da importância de cada tarefa para o correto funcionamento de todo o sistema de controlo servo-pneumático. De notar que quanto maior o valor atribuído maior será a prioridade da tarefa a ser executada. Na tabela 4.10 estão indicados os diferentes níveis de prioridade de cada uma das tarefas executadas no controlador de tempo-real.

O ciclo onde é processado o algoritmo de controlo e o ciclo em que ocorre a comunicação entre o FPGA e o controlador de tempo-real são os que têm a prioridade mais elevada. No primeiro são processados os controladores desenvolvidos neste trabalho e no segundo são lidos os valores de algumas das entradas dos controladores, como a posição, a força e a velocidade, e

são escritos os valores das saídas dos controladores, valores esses que correspondem aos sinais elétricos a enviar às servoválvulas. O controlo de todo o sistema pneumático mantém-se em funcionamento, mesmo estando apenas as tarefas de processamento do algoritmo de controlo e de comunicação com o FPGA ativas. Devido à sua importância, ambas as tarefas são as que têm a prioridade mais elevada.

Cada tarefa tem também tempos de ciclo distintos que se encontram, também eles, indicados na tabela 4.10. Como se pode observar a partir da tabela 4.10 o tempo de ciclo do processamento do algoritmo de controlo e da tarefa de comunicação do controlador de tempo-real com o FPGA é de $3ms$, quando seria suposto ser de $1ms$. Isto deveu-se ao facto do processador do controlador de tempo-real do cRIO-9073 ser incapaz de simultaneamente processar os algoritmos de controlo e comunicar com o FPGA com um tempo de ciclo de $1ms$. O facto do controlador de tempo-real, além das duas tarefas indicadas, ainda ter de realizar duas outras tarefas, a de comunicação com o Windows PC e a de gravação de dados, teve também um grande peso no aumento do tempo de ciclo das tarefas de processamento do algoritmo de controlo e de comunicação com o FPGA. Quando a tarefa de gravação de dados está ativa, muitas das variáveis partilhadas entre o controlador de tempo-real e o Windows PC são desativadas, ou seja, deixam de ser transferidas entre as duas camadas de software, para que o processador do controlador de tempo-real diminua os recursos gastos na transferência de dados entre ambas as camadas, permitindo, desta forma, que a tarefa de gravação de dados ocorra de forma eficiente.

Tabela 4.10: Prioridades e tempos de ciclos das tarefas processadas no controlador de tempo-real.

Tarefa	Prioridade ¹	Tempo de ciclo (ms)
Processamento dos algoritmos de controlo	120	3
Comunicação com o FPGA	120	3
Comunicação com o Windows PC	70	1000/500/20
Gravação de dados	100	10

¹ A prioridade varia entre 1 e 65535.

Na tabela 4.10 é possível verificar que para a tarefa de comunicação com o Windows PC existem três ciclos com tempos distintos. Este facto prende-se com a necessidade de atualização de algumas variáveis mais frequentemente que outras. Por exemplo, as variáveis partilhadas que indicam a posição e a força de cada atuador pneumático são as que pertencem ao ciclo com período mais curto de 20 milissegundos, para que seja possível uma monitorização com um menor tempo de atraso da posição e/ou da força, enquanto que as variáveis partilhadas que contêm os valores da posição de referência pretendida ou as que indicam as alterações dos valores dos parâmetros de controlo pretendidas são as que pertencem ao ciclo com um período de 1 segundo.

Em relação à aquisição de dados, estes são gravados na memória não volátil do cRIO-9073 em ficheiros texto (**.txt*) sendo posteriormente arquivados em ficheiros **.zip*. Optou-se por arquivar os ficheiros em formato de texto por a quantidade de memória não volátil do cRIO-9073, disponível para o armazenamento de ficheiros, não ser muito elevada correndo-se o risco de falta de espaço no caso da gravação de ficheiros ocorrer frequentemente em algum ensaio mais prolongado. Para criar os ficheiros **.zip* na camada de software do controlador

de tempo-real foi utilizada a biblioteca *OpenG Zip Tools* que pode ser encontrada em [55]. A frequência de gravação de dados no controlador de tempo-real foi de 100 Hz e os dados são gravados durante “s” segundos especificados pelo utilizador a cada “m” minutos também especificados pelo utilizador.

A transferência dos ficheiros gravados do cRIO-9073 para o Windows PC apenas se realiza se o utilizador o ordenar, pois caso se tentasse transferir enquanto ocorre a tarefa de controlo, o processador de tempo-real poderia ficar sobrecarregado, o que levaria a que a transferência de ficheiros nunca ocorresse, pois a prioridade da tarefa de processamento dos algoritmos de controlo é muito maior que a de transferência de ficheiros do controlador de tempo-real para o Windows PC. Os ficheiros são transferidos do controlador de tempo-real para Windows PC utilizando o servidor FTP do cRIO-9073. As duas plataformas comunicam através de um cabo *ethernet*, utilizam o protocolo de comunicação TCP/IP e a taxa de transmissão de dados é de 100 Mbit/s.

Na tarefa de comunicação entre o Windows PC e o controlador de tempo-real está incluída a partilha de variáveis. Para se realizar a partilha de variáveis entre as duas plataformas utilizam-se variáveis partilhadas (*shared variables*), que são variáveis partilhadas pelo controlador de tempo-real e pelo Windows PC. As variáveis partilhadas estão na maioria das vezes associadas a estruturas FIFO (*First In First Out*), passando-se a chamar, segundo a nomenclatura da *National Instruments*, RT FIFO (*Real-Time FIFO*). As RT FIFO são estruturas de dados do tipo fila; assim os novos elementos escritos na RT FIFO não sobrescrevem os elementos já presentes nesta a não ser que a estrutura RT FIFO já esteja cheia, neste caso o novo elemento é escrito sobre o elemento mais antigo. No caso de serem usadas variáveis partilhadas sem estarem associadas a estruturas FIFO poderam existir perdas de informação, pois na maioria das vezes são escritos vários valores na variável antes de existir uma leitura da mesma. Uma outra vantagem das RT FIFO é a possibilidade de escrita e leitura simultânea.

No *LabVIEW* é possível criar variáveis partilhadas em forma de *arrays*, e caso esta esteja associada a uma estrutura FIFO, é necessário especificar o número de elementos do *array*. As variáveis partilhadas podem ser do tipo inteiro (*signed* ou *unsigned*), vírgula flutuante ou booleanas, sendo que este último tipo não permite *arrays* de variáveis associadas a estruturas FIFO. Podem também ser criadas pelo utilizador aglomerados de variáveis (*cluster*), embora, também para este caso, não seja possível associá-las a estruturas FIFO. O *LabVIEW* utiliza o protocolo NI-PSP (*NI Publish and Subscribe Protocol*) desenvolvido pela *National Instruments* para a partilha de variáveis pela rede [56].

Os impulsos contabilizados pelos transdutores de posição são contabilizados no FPGA, sendo depois enviados para o controlador de tempo-real onde são convertidos para milímetros. No caso dos transdutores posição lineares, como têm resolução de $1\mu m$, os impulsos contabilizados são divididos por 1000. Os impulsos contabilizados pelo transdutor de posição rotativo são multiplicados por 0,048, convertendo-se o número de impulsos para graus. Este valor corresponde a 360° a dividir pelo número de impulsos por revolução, que neste caso são 7500.

A plataforma de software do controlador de tempo-real foi desenvolvida de forma a que, mesmo que ocorra uma falha de comunicação entre o PC e o *CompactRIO* ou até mesmo o encerramento ou *crash* do Windows PC, as tarefas de processamento do algoritmo de controlo, de comunicação com o FPGA e de gravação de dados continuem a funcionar devidamente.

4.3.3 Operações no Windows PC

A camada de software do Windows PC é a única camada de software deste trabalho que possibilita uma interação do utilizador com o sistema de controlo. É a partir do PC que são realizadas as ordens de controlo. Como já foi indicado anteriormente, a partilha de variáveis entre o controlador de tempo-real e o Windows PC é feita utilizando as variáveis partilhadas que estão muitas vezes associadas a estruturas FIFO, as RT FIFO.

Existem dois modos de controlo disponíveis que podem ser escolhidos nesta camada de software: o Manual e o Automático. O modo manual possibilita ao utilizar um controlo direto do caudal de ar que passa na servoválvula indicando o sinal elétrico, que varia entre 0 e 10 V, a enviar à servoválvula. O modo automático permite ao utilizador o controlo de posição dos cinco eixos ou o controlo de força do eixo de TFVQ. Tanto no controlo de força como no controlo de posição o programa permite que o utilizador escolha entre seguimento de trajetórias sinusoidais, degraus ou rampas. O utilizar pode também escolher se pretende realizar o controlo dos eixos utilizando um controlador PID, um PID não linear ou um FLC (*Fuzzy Logic Controller*), com possibilidade de ajuste dos parâmetros de cada um dos controladores separadamente. Para o eixo TFVQ o utilizador pode escolher onde será processado o algoritmo do controlo de força, se no controlador de tempo-real se no FPGA.

As trajetórias que se pretendem que os atuadores pneumáticos sigam são geradas no Windows PC, sendo posteriormente enviado um pacote de dados (*cluster*) para o controlador de tempo-real constituído por dois *arrays*, em que um contém o tempo em segundos, e o outro as posições ou forças, em milímetros ou Newton, respetivamente, da trajetória que se pretende que seja seguida. Para a geração das trajetórias é necessário ao utilizador definir a amplitude, o *offset* e a frequência da trajetória sinusoidal que pretende gerar. Para o seguimento de degraus e rampas é também enviado do Windows PC para o controlador de tempo-real um pacote de dados com dois elementos, em que no primeiro se indica o tempo em segundos e no segundo a posição ou força pretendida em milímetros ou Newton, respetivamente. Na camada de software do Windows PC é também possível visualizar graficamente e numericamente a posição e/ou a força do atuador, o sinal de referência e o sinal elétrico que está a ser enviada à servoválvula.

É nesta camada de software que o utilizador escolhe o tempo de gravação de dados e o intervalo de tempo entre as gravações. Se for pretendida uma frequência de gravação de 100 Hz, a gravação de dados será feita na camada de software do controlador de tempo-real e os ficheiros serão guardados no cRIO-9073. Por outro lado, se as frequências de gravação desejadas não forem superiores a 10 Hz, os ficheiros poderão gravados na camada de software do Windows PC e guardados no disco rígido do computador. Os ficheiros são gravados em formato texto podendo ser arquivados em ficheiros **.zip* se o utilizador assim o indicar. A ordem de transferência dos ficheiros de dados que são gravados no cRIO-9073 para o Windows PC e o nome dado aos ficheiros transferidos é também definido no Windows PC. Os ficheiros são transferidos do cRIO-9073 para o PC através do servidor FTP do cRIO-9073.

Nas figuras 4.15 e 4.16 é apresentada a interface do programa presente no Windows PC. A interface da aplicação Windows PC foi criada de forma a ser intuitiva e de fácil utilização, permitindo inclusive a escolha dos idiomas que se pretenda que as legendas da interface do programa apresentem. Os idiomas disponíveis são o português e o inglês.

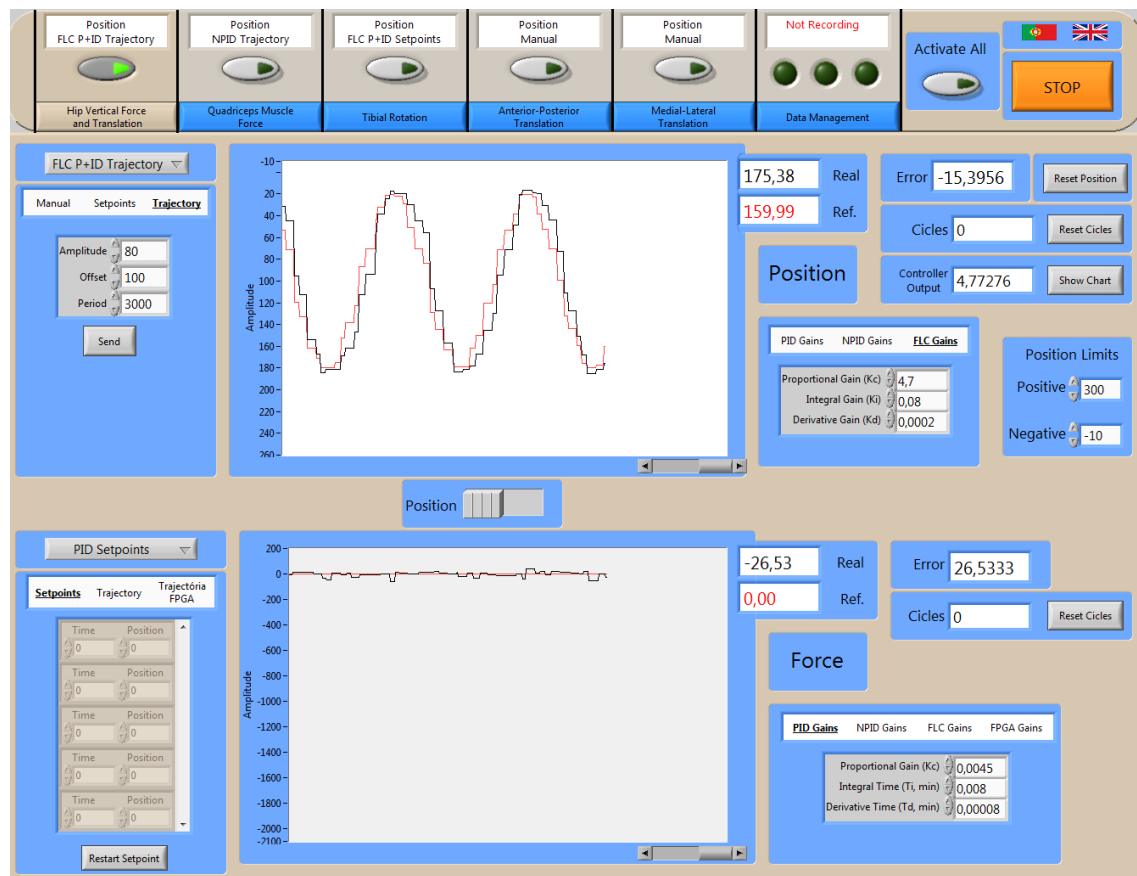


Figura 4.15: Interface do programa presente camada de software Windows PC.

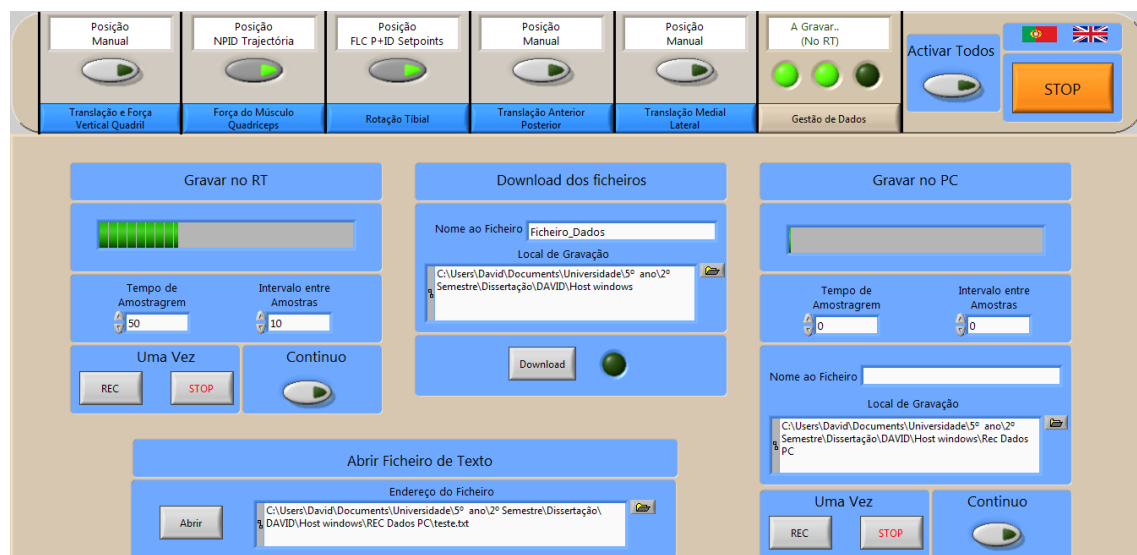


Figura 4.16: Interface do programa presente na camada de software Windows PC - aquisição e gestão de dados.

4.4 Modelo da articulação patelo-femural

Para comprovar a funcionalidade da máquina servopneumática foi utilizado um modelo da articulação patelo-femural que foi colocado na máquina servopneumática tal como está ilustrado na figura 4.17. O modelo apenas permite simular a flexão e a extensão da articulação patelo-femural. Assim, apenas foi necessário utilizar os eixos FMQ e TFVQ para os ensaios experimentais. No eixo FMQ foi seguida uma trajetória sinusoidal para simular a flexão e extensão, e no eixo TFVQ foi seguido um sinal de força constante para simular o peso do corpo.

Na figura 4.17 está também indicado o local onde está o transdutor de força presente no eixo FMQ responsável pela leitura da tensão exercida na patela durante a extensão e flexão da articulação patelo-femural, tal como está ilustrado na figura 1.2.

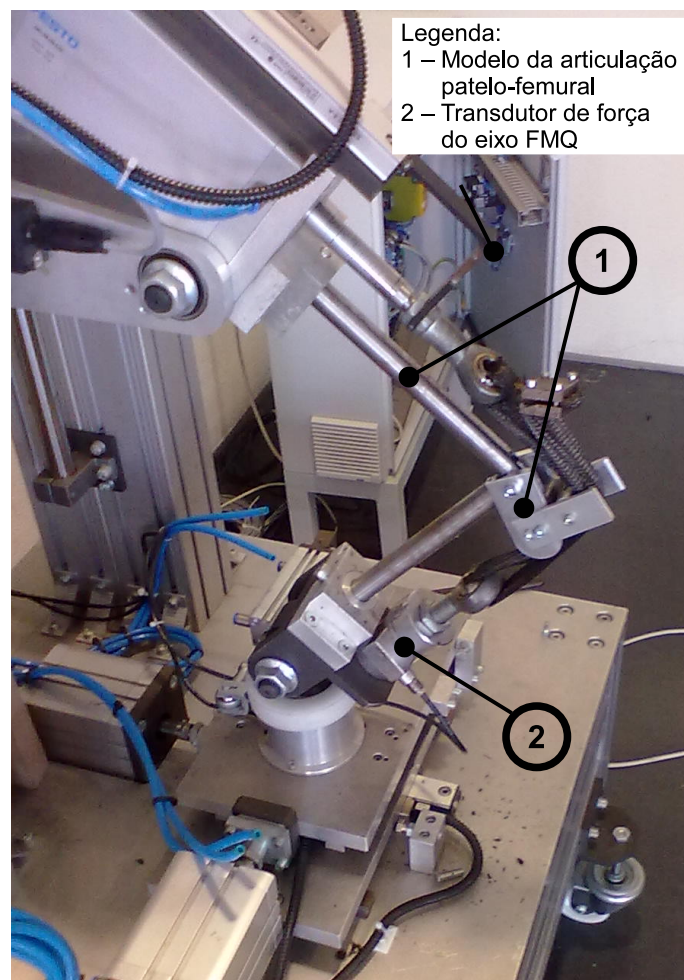


Figura 4.17: Modelo da articulação patelo-femural implementado na máquina servopneumática.

Capítulo 5

Projeto dos controladores

No projeto de controlo de um sistema servopneumático as principais dificuldades com as quais somos confrontados são a compressibilidade do ar no interior das câmaras dos atuadores pneumáticos e as características não lineares das servoválvulas e das forças de atrito nas partes móveis do sistema. Devido aos problemas enumerados, as técnicas de controlo lineares muitas das vezes não conduzem a desempenhos satisfatórios. Assim, para que um servomecanismo pneumático apresente desempenhos satisfatórios será necessária a utilização de controladores não lineares [4]. Segundo Passino[12], antes de se implementar um controlador não linear baseado em lógica difusa implementa-se um controlador linear, como por exemplo o PID, por serem mais simples e fáceis de implementar. Só após se ter verificado a ineficácia do controlador linear é que se parte para os controladores não lineares.

Neste trabalho, para a execução dos controladores difusos são utilizadas *look-up tables* (LUT) de forma a diminuir o esforço computacional que o cálculo *on-line* do algoritmo controlo do controlador difuso requereria [20]. As LUT são geradas a partir do *Fuzzy Inference System Editor* do *MATLAB*, sendo depois transferidas para a plataforma de software do controlador de tempo-real, utilizando a plataforma de software do Windows PC que permite transferi-las como variáveis partilhadas. As LUT 1D e as LUT 2D são constituídas por 100 e 1000 pontos, respetivamente, e em ambas é utilizada a interpolação linear para calcular os valores de saída da LUT quando os valores de entrada da LUT têm índices intermédios.

5.1 Controlador PID linear

Para o controlo linear de posição dos cinco atuadores pneumáticos e controlo linear de força do eixo TFVQ foi utilizada a função PID disponibilizada pelo *LabVIEW*. A configuração do PID utilizado é a ideal, como está representada no diagrama de blocos da figura 5.1, com integral trapezoidal e ação derivativa parcial, em que apenas é aplicada a ação derivativa ao sinal de saída $y(t)$ para prevenir o *kick* derivativo provocado por mudanças abruptas do sinal de referência $r(t)$. O PID linear utilizado é definido pela equação [28]

$$u(t) = K_p \left(e(t) + \frac{1}{T_i} \int_0^t e(\tau) d\tau - T_d \frac{dy(t)}{dt} \right). \quad (5.1)$$

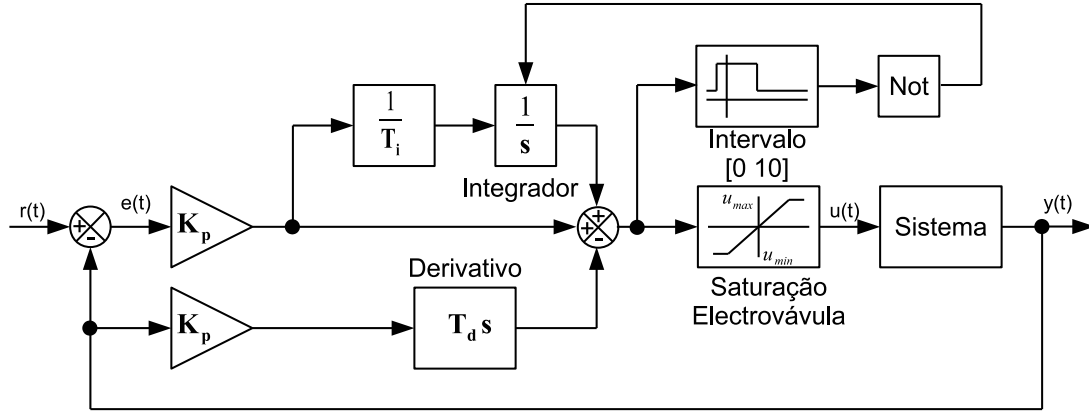


Figura 5.1: Diagrama de blocos do controlador PID.

A função PID permite também limitar a saída do controlador. Neste projeto foi limitada entre 0 e 10, que corresponde ao intervalo da tensão de referência das servoválvulas:

$$\begin{aligned} \text{Se } u(t) \geq 10 \text{ então } u(t) &= 10, \\ e \\ \text{Se } u(t) \leq 0 \text{ então } u(t) &= 0. \end{aligned} \quad (5.2)$$

Além das características anteriormente mencionadas, a função PID tem também implementada a técnica *anti-windup* impedindo que a variável de controlo fique saturada. Para isso faz o *reset* ao integrador quando ocorre a saturação da variável de saída do controlador, tal como está indicado na equação

$$\text{Se } u(t) < 0 \vee u(t) > 10 \text{ então } \int_0^t e(\tau) d\tau = 0. \quad (5.3)$$

Os valores das componentes proporcional, integral e derivativa, obtidos por tentativa erro, utilizados no controlo de posição e força são apresentados nas tabelas 5.1 e 5.2, respetivamente.

Tabela 5.1: Parâmetros dos controladores PID utilizados no controlo de posição dos vários eixos.

Eixo	K_p	T_i	T_d
TFVQ	0.032	0.013	0.0003
FMQ	0.38	0.001	0.00003
RT	0.044	0.009	0.00005
THAP	0.081	0.0068	0.00004
THML	0.28	0.006	0.00001

Tabela 5.2: Parâmetros do controlador PID utilizado no controlo de força do eixo TFVQ.

K_p	T_i	T_d
0.0045	0.008	0.00008

5.2 Controlador PID não linear

A função PID *Advanced*, disponibilizada pelo *LabVIEW*, foi utilizada para o controlo não linear de posição dos cinco eixos pneumáticos e para o controlo não linear de força do eixo de TFVQ. O PID *Advanced* inclui a estratégia de *anti-windup* da ação integral (equação 5.3) e permite fazer o *reset* à ação integral. O erro $e(t)$ utilizado nesta função para calcular as ações proporcional, integral e derivativa é representado pela equação [28]

$$e(t) = (r(t) - y(t)) \left(L + (1 - L) * \frac{|r(t) - y(t)|}{r(t)_{limites}} \right), \quad (5.4)$$

em que $r(t)_{limites}$ representa a diferença entre os valores limite que o sinal de referência pode tomar

$$r(t)_{limites} = r(t)_{max} - r(t)_{min} \quad (5.5)$$

e L é o fator de linearidade que pode variar entre 0 e 1 e produz um termo de ganho não linear que aumenta o ganho do controlador com o aumento do erro. De notar que $L = 1$ torna o controlador linear. Os valores de $r(t)_{limites}$ utilizados para cada eixo são apresentados na tabela 5.3.

Tabela 5.3: Tabela com os valores utilizados para representar o intervalo de $r(t)_{limites}$ para cada eixo.

Eixo	$r(t)_{min}$	$r(t)_{max}$
TFVQ (Controlo Posição)	0	300
TFVQ (Controlo Força)	-2000	3000
FMQ	0	160
RT	0	50
THAP	0	45
THML	0	60

A ação proporcional deste controlador é representada pela seguinte equação [28]:

$$u_p(t) = K_p e(t). \quad (5.6)$$

É utilizada a ação integral trapezoidal para impedir alterações bruscas da ação integral quando existe uma mudança súbita do valor de referência $r(t)$ ou da saída $y(t)$. O fator de linearidade é utilizado na ação integral de forma a diminuir o pico de sobrelevação (*overshoot*). A ação integral trapezoidal faz com que quanto menor for o erro maior é a ação integral. A ação integral trapezoidal é representada pela equação [28]

$$u_i(t) = \frac{K_p}{T_i} \sum_{i=1}^k \left(\frac{e(i) + e(i-1)}{2} \right) \Delta t \left(\frac{1}{1 + \frac{10 * e(i)^2}{r(t)_{limites}^2}} \right). \quad (5.7)$$

A ação derivativa é parcial sendo representada pela equação [28]

$$u_d(t) = -K_p T_d \frac{dy(t)}{dt}. \quad (5.8)$$

A saída do controlador é igual à soma das três ações de controlo anteriormente mencionadas [28]

$$u(t) = u_p(t) + u_i(t) + u_d(t). \quad (5.9)$$

A configuração do PID não linear (NPID) é a ideal e o seu diagrama de blocos é semelhante ao do PID linear apresentado na figura 5.1.

Os parâmetros obtidos por tentativa erro para o controlo de posição e força estão indicados nas tabelas 5.4 e 5.5 respetivamente.

Tabela 5.4: Parâmetros dos controladores NPID utilizados no controlo de posição dos vários eixos.

Eixo	K_p	T_i	T_d	L
TFVQ	0.082	0.02	0.000015	0.5
FMQ	0.65	0.0035	0.00001	0.8
RT	0.06	0.006	0.00005	0.6
THAP	0.087	0.0063	0.000025	0.8
THML	0.4	0.003	0.00003	0.5

Tabela 5.5: Parâmetros do controlador NPID utilizado no controlo de força do eixo TFVQ.

K_p	T_i	T_d	L
0.005	0.008	0.00003	0.9

5.3 Controlador FLC P+ID

O controlador FLC P+ID, com parte proporcional difusa e partes integral e derivativa não difusas, cujo diagrama de blocos se encontra representado na figura 5.2, utiliza, de forma não linear, as contribuições do presente do erro e , de forma linear, as contribuições do passado e futuro do erro. Para isso é utilizado um SISO FLC para definir a ação proporcional do erro. Este controlador foi utilizado no controlo de posição dos cinco eixos e no controlo de força do eixo TFVQ.

Foi implementada a técnica de *anti-windup* da componente integral, fazendo *reset* à mesma quando a saída do controlador fica saturada, tal como está demonstrado na equação 5.3. O FLC P, que define a ação proporcional, tem como entrada o erro $e(t)$ e como saída a função $K_{fp}(e(t))$. O controlador FLC P+ID pode ser representado pela equação

$$u(t) = K_p K_{fp}(e(t)) + K_i \int_0^t e(\tau) d\tau + K_d \frac{de(t)}{dt}. \quad (5.10)$$

Antes da execução do FLC P existe uma tarefa de pré-processamento do erro $e(t)$ para que este passe a pertencer a um universo de discurso que varia entre -1 e 1, que foi o universo de discurso utilizado para as entradas do FLC P utilizado neste trabalho, sendo para isso necessário dividir $e(t)$ por uma constante g_e . As constantes utilizadas para cada um dos eixos estão indicadas na tabela 5.6.

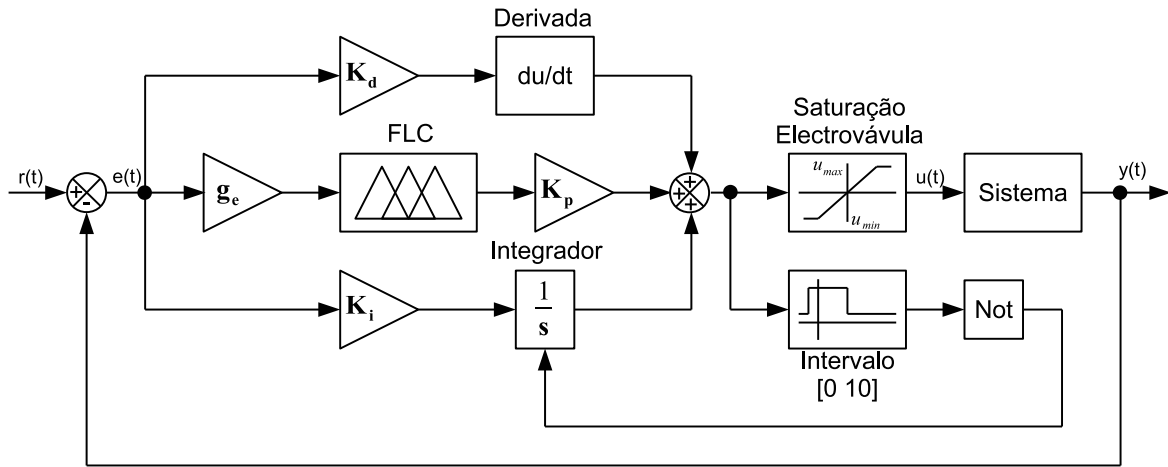
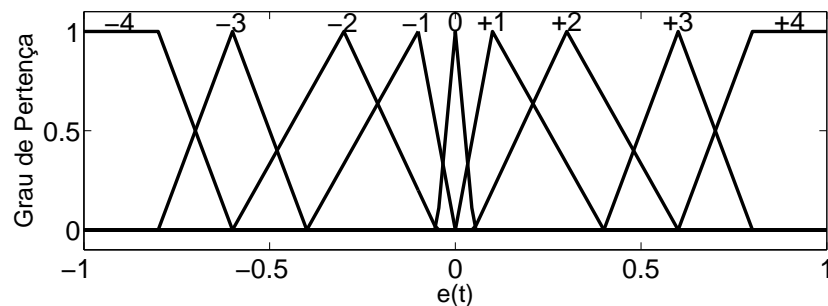


Figura 5.2: Diagrama de blocos do controlador FLC P+ID.

Tabela 5.6: Constantes g_e utilizadas no bloco de pré-processamento de cada eixo.

Eixo	g_e
TFVQ (Controlo Posição)	100
TFVQ (Controlo Força)	2000
FMQ	100
RT	50
THAP	50
THML	50

Nas figuras 5.3 e 5.4 estão representadas as funções de pertinência de entrada e saída, respetivamente, do FLC P utilizado no controlo de posição do eixo TFVQ. As entradas linguísticas têm nove funções de pertinência $\mu(x_1), \dots, \mu(x_9)$ associadas a sete valores linguísticos $\bar{A}_1^1 = "-4", \dots, \bar{A}_1^9 = "+4"$ e a saída nove funções de pertinência $\mu(x_1), \dots, \mu(x_9)$ associadas a sete valores linguísticos $\bar{B}_1^1 = "-4", \dots, \bar{B}_1^9 = "+4"$. A base de regras está representada na tabela 5.7 e a curva de resposta da função saída $K_{fp}(e(t))$ do FLC P na figura 5.5.

Figura 5.3: Funções de pertinência da entrada $e(t)$ do controlador de posição FLC P do eixo TFVQ.

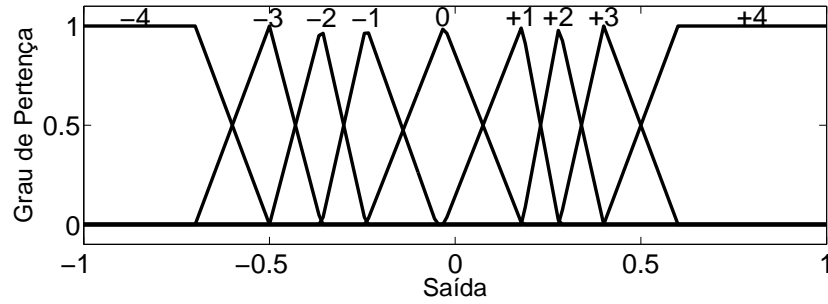


Figura 5.4: Funções de pertinência da saída $K_{fp}(e(t))$ do controlador de posição FLC P do eixo TFVQ - controle de posição.

Tabela 5.7: Base de regras do controlador de posição FLC P do eixo TFVQ.

Base de regras FLC P	$e(t)$								
	-4	-3	-2	-1	0	+1	+2	+3	+4
K_{fuzzy}	-4	-3	-2	-1	0	+1	+2	+3	+4

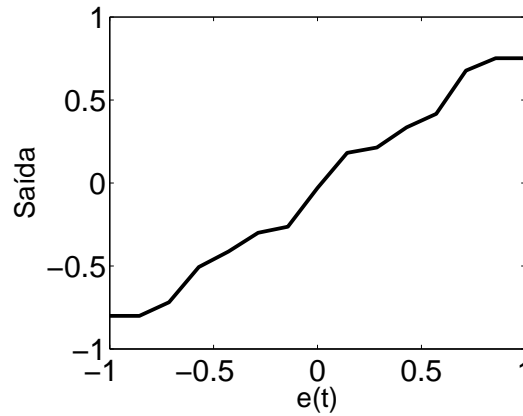


Figura 5.5: Curva de resposta do sistema de inferência do controlador de posição FLC P do eixo TFVQ: função saída $K_{fp}(e(t))$.

Nas figuras 5.6 e 5.7 estão representadas as funções de pertinência de entrada e saída, respectivamente, do FLC P utilizado no controle de posição do eixo FMQ. As entradas linguísticas têm sete funções de pertinência $\mu(x_1), \dots, \mu(x_7)$ associadas a sete valores linguísticos $\bar{A}_1^1 = "-3", \dots, \bar{A}_1^7 = "+3"$ e a saída sete funções de pertinência $\mu(x_1), \dots, \mu(x_7)$ associadas a sete valores linguísticos $\bar{B}_1^1 = "-3", \dots, \bar{B}_1^7 = "+3"$. A base de regras está representada na tabela 5.8 e a curva de resposta da saída $K_{fp}(e(t))$ do FLC P na figura 5.8.

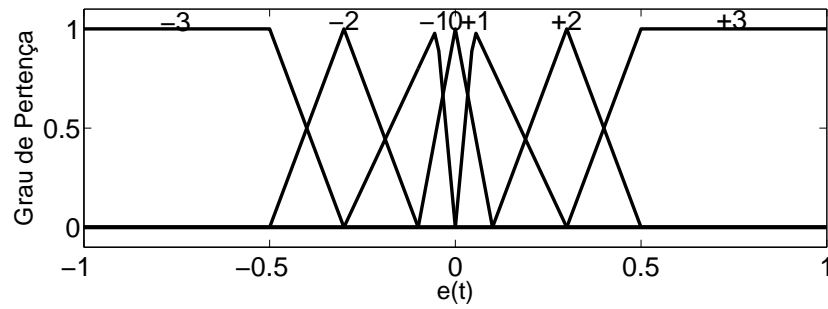
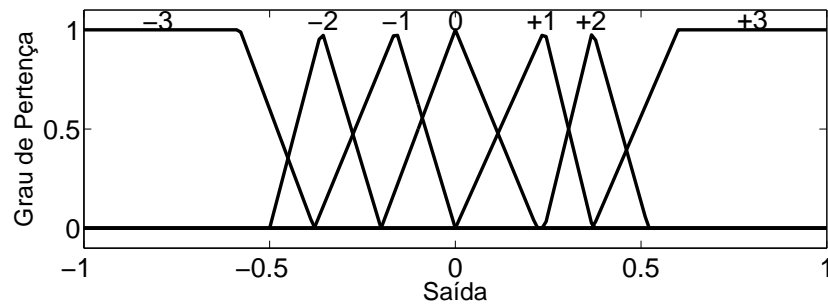
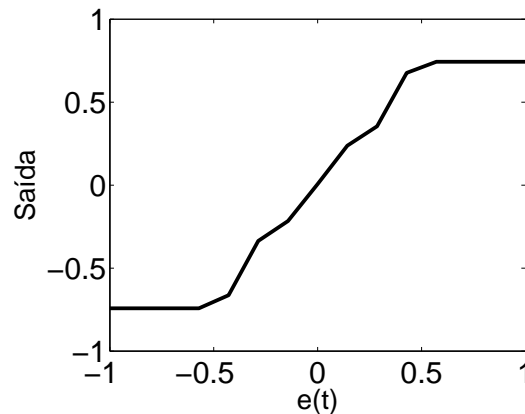
Figura 5.6: Funções de pertinência da entrada $e(t)$ do FLC P do eixo FMQ.Figura 5.7: Funções de pertinência da saída $K_{fp}(e(t))$ do FLC P do eixo FMQ.

Tabela 5.8: Base de regras do FLC P do eixo FMQ.

Base de regras FLC P	e(t)						
	-3	-2	-1	0	+1	+2	+3
K_{fuzzy}	-3	-2	-1	0	+1	+2	+3

Figura 5.8: Curva de resposta do sistema de inferência do FLC P do eixo FMQ: função saída $K_{fp}(e(t))$.

Nas figuras 5.9 e 5.10 estão representadas as funções de pertinência de entrada e saída, respectivamente, do FLC P utilizado no controlo de posição do eixo RT. As entradas linguísticas têm sete funções de pertinência $\mu(x_1), \dots, \mu(x_7)$ associadas a sete valores linguísticos $\bar{A}_1^1 = "-3", \dots, \bar{A}_1^7 = "+3"$ e a saída sete funções de pertinência $\mu(x_1), \dots, \mu(x_7)$ associadas a sete

valores linguísticos $\bar{B}_1^1 = "-3", \dots, \bar{B}_1^7 = "+3"$. A base de regras está representada na tabela 5.9 e a curva de resposta da saída $K_{fp}(e(t))$ do FLC P na figura 5.11.

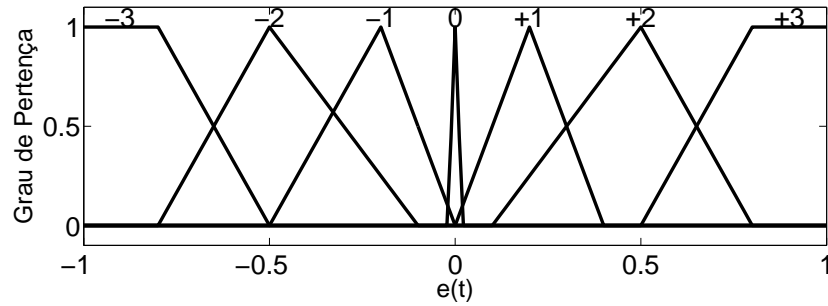


Figura 5.9: Funções de pertinência da entrada $e(t)$ do FLC P do eixo RT.

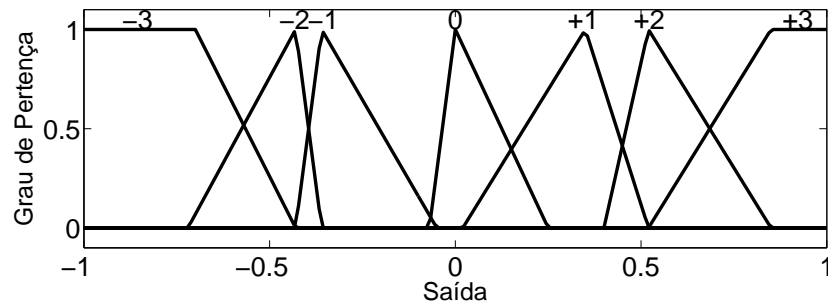


Figura 5.10: Funções de pertinência da saída $K_{fp}(e(t))$ do FLC P do eixo RT.

Tabela 5.9: Base de regras do FLC P do eixo RT.

Base de regras FLC P	e(t)						
	-3	-2	-1	0	+1	+2	+3
K_{fuzzy}	-3	-2	-1	0	+1	+2	+3

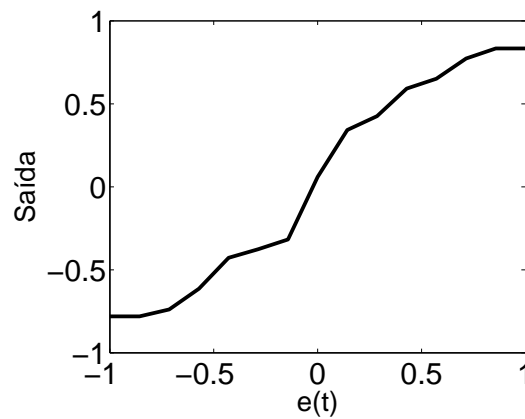


Figura 5.11: Curva de resposta do sistema de inferência do FLC P do eixo RT: função saída $K_{fp}(e(t))$.

Nas figuras 5.12 e 5.13 estão representadas as funções de pertinência de entrada e saída, respectivamente, do FLC P utilizado no controle de posição do eixo THAP. As entradas linguísticas têm nove funções de pertinência $\mu(x_1), \dots, \mu(x_9)$ associadas a nove valores linguísticos $\bar{A}_1^1 = "-4", \dots, \bar{A}_1^9 = "+4"$ e a saída nove funções de pertinência $\mu(x_1), \dots, \mu(x_9)$ associadas a nove valores linguísticos $\bar{B}_1^1 = "-4", \dots, \bar{B}_1^9 = "+4"$. A base de regras está representada na tabela 5.10 e a curva de resposta da saída $K_{fp}(e(t))$ do FLC P na figura 5.14.

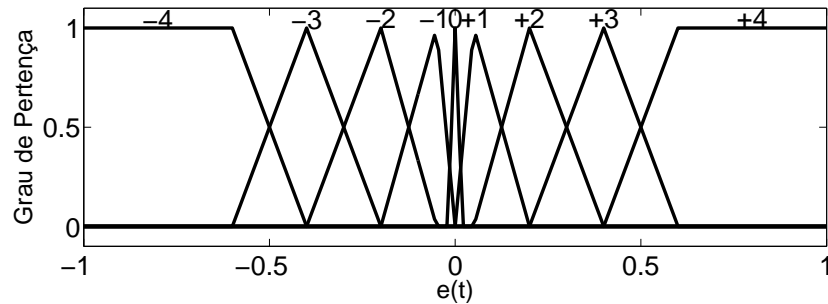


Figura 5.12: Funções de pertinência da entrada $e(t)$ do FLC P do eixo THAP.

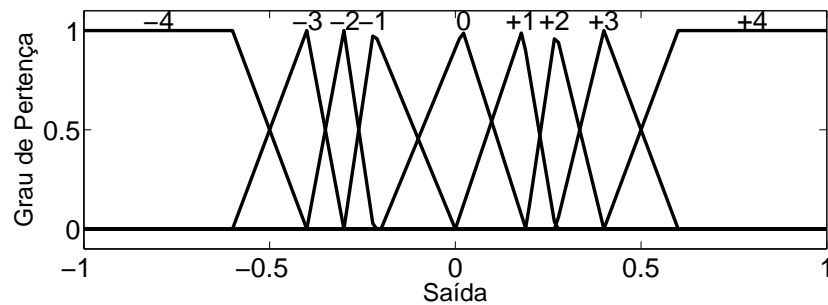


Figura 5.13: Funções de pertinência da saída $K_{fp}(e(t))$ do FLC P do eixo THAP.

Tabela 5.10: Base de regras do FLC P do eixo THAP.

Base de regras FLC P	$e(t)$								
	-4	-3	-2	-1	0	+1	+2	+3	+4
K_{fuzzy}	-4	-3	-2	-1	0	+1	+2	+3	+4

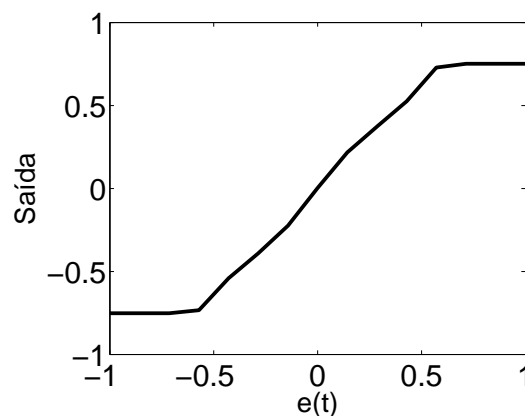


Figura 5.14: Curva de resposta do sistema de inferência do FLC P do eixo THAP: função saída $K_{fp}(e(t))$.

Nas figuras 5.15 e 5.16 estão representadas as funções de pertinência de entrada e saída, respectivamente, do FLC P utilizado no controle de posição do eixo THML. As entradas linguísticas têm nove funções de pertinência $\mu(x_1), \dots, \mu(x_9)$ associadas a nove valores linguísticos $\bar{A}_1^1 = "-4", \dots, \bar{A}_1^9 = "+4"$ e a saída nove funções de pertinência $\mu(x_1), \dots, \mu(x_9)$ associadas a nove valores linguísticos $\bar{B}_1^1 = "-4", \dots, \bar{B}_1^9 = "+4"$. A base de regras está representada na tabela 5.11 e a curva de resposta da saída $K_{fp}(e(t))$ do FLC P na figura 5.17.

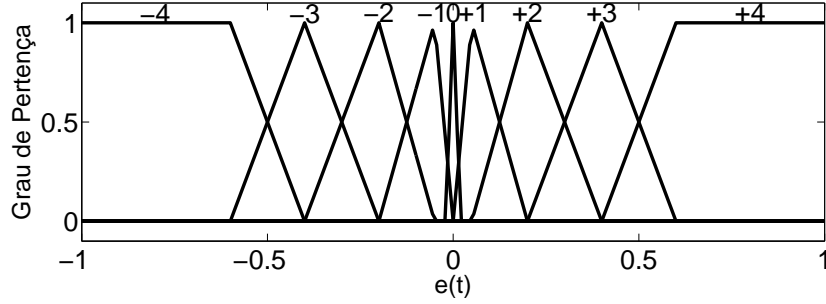


Figura 5.15: Funções de pertinência da entrada $e(t)$ do FLC P do eixo THML.

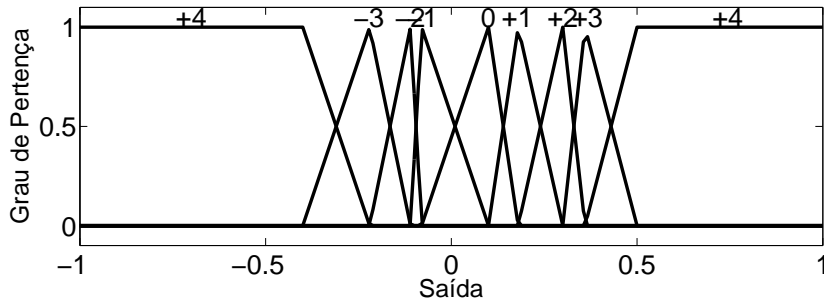


Figura 5.16: Funções de pertinência da saída $K_{fp}(e(t))$ do FLC P do eixo THML.

Tabela 5.11: Base de regras do FLC P do eixo THML.

Base de regras FLC P	$e(t)$								
	-4	-3	-2	-1	0	+1	+2	+3	+4
K_{fuzzy}	-4	-3	-2	-1	0	+1	+2	+3	+4

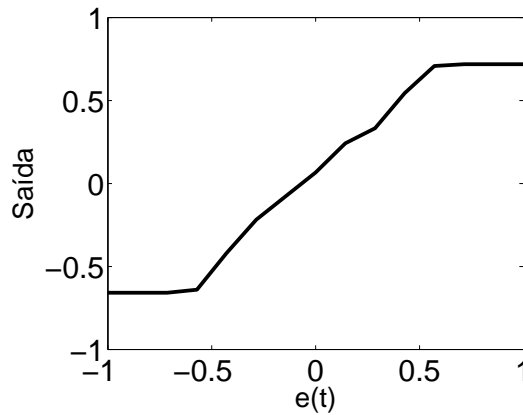


Figura 5.17: Curva de resposta do sistema de inferência do FLC P do eixo THML: função saída $K_{fp}(e(t))$.

Nas figuras 5.18 e 5.19 estão representadas as funções de pertinência de entrada e saída, respectivamente, do FLC P utilizado no controle de força do eixo TFVQ. As entradas linguísticas têm nove funções de pertinência $\mu(x_1), \dots, \mu(x_9)$ associadas a nove valores linguísticos $\bar{A}_1^1 = "-4", \dots, \bar{A}_1^9 = "+4"$ e a saída nove funções de pertinência $\mu(x_1), \dots, \mu(x_9)$ associadas a nove valores linguísticos $\bar{B}_1^1 = "-4", \dots, \bar{B}_1^9 = "+4"$. A base de regras está representada na tabela 5.12 e a curva de resposta da saída $K_{fp}(e(t))$ do FLC P na figura 5.20.

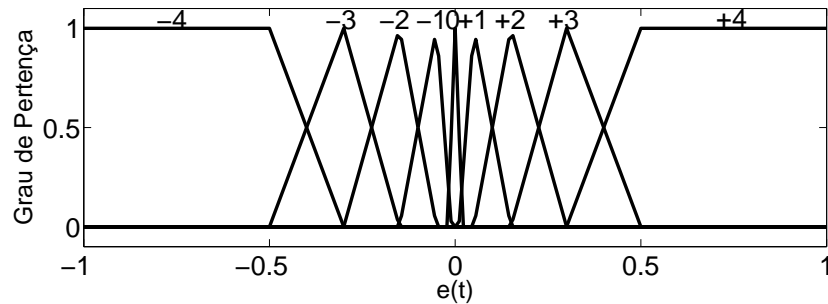


Figura 5.18: Funções de pertinência da entrada $e(t)$ do controlador de força FLC P do eixo TFVQ.

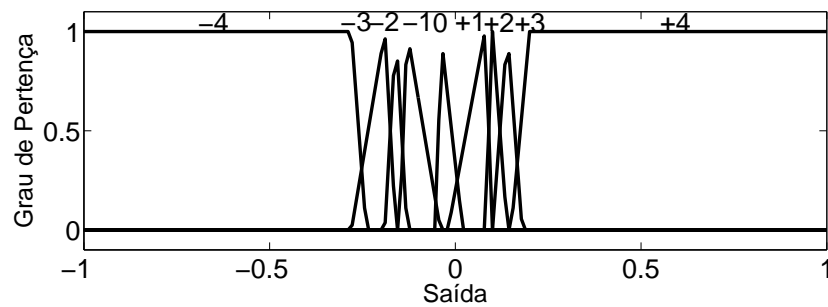


Figura 5.19: Funções de pertinência da saída $K_{fp}(e(t))$ do controlador de força FLC P do eixo TFVQ.

Tabela 5.12: Base de regras do controlador de força FLC P do eixo TFVQ.

Base de regras FLC P	$e(t)$								
	-4	-3	-2	-1	0	+1	+2	+3	+4
K_{fuzzy}	-4	-3	-2	-1	0	+1	+2	+3	+4

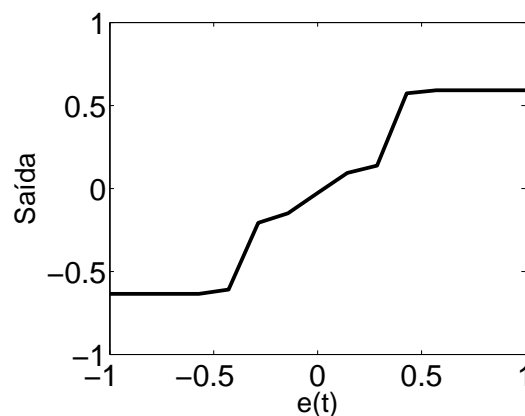


Figura 5.20: Curva de resposta do sistema de inferência do controlador de força FLC P do eixo TFVQ: função saída $K_{fp}(e(t))$.

Analisando as figuras onde são apresentadas as funções de pertença de saída dos controladores FLC P dos vários eixos é possível verificar que não existe simetria entre as funções de pertença do lado positivo e negativo do universo de discurso. Este facto deve-se à inexistência de simetria nas servoválvulas.

O sistema de inferência utilizado nos controladores FLC P dos vários eixos é do tipo Mamdani e os métodos de implicação, agregação e desfusão são o *mínimo*, o *máximo* e o CoG (Centro de gravidade), respetivamente.

Os parâmetros de controlo do FLC P+ID, obtidos por tentativa erro, para o controlo de posição e força estão indicados nas tabelas 5.13 e 5.14, respetivamente.

Tabela 5.13: Parâmetros dos controladores FLC PID utilizados no controlo de posição dos vários eixos.

Eixo	K_p	K_i	K_d
TFVQ	4,7	0,08	0,0002
FMQ	21	0,6	0,0008
RT	1,6	0,1	0,00005
THAP	4	0,1	0,00005
THML	4,5	0,15	0,00003

Tabela 5.14: Parâmetros do controlador FLC P+ID utilizado no controlo de força do eixo TFVQ.

K_p	K_i	K_d
11,5	0,01	0,00001

5.4 Controlador FLC PID(1)

O controlador FLC PID(1) foi implementado em todos os eixos para o controlo de posição e no eixo TFVQ para o controlo de força. Este controlador, com o diagrama de blocos representado na figura 5.21, utiliza de forma não linear as contribuições do passado, do presente e do futuro do erro. Para isso são utilizados dois SISO FLC, em que um define ação proporcional e o outro as ações integral e derivativa. Foi implementada a técnica de *anti-windup* da componente integral, fazendo *reset* ao integrador quando a saída do controlador fica saturada, tal como está indicado na equação 5.3. O controlador FLC PID(1) pode ser representado pela equação

$$u(t) = K_p K_{fp}(e(t)) + K_i K_{fid} \left(\int_0^t e(\tau) d\tau \right) + K_d (1 - K_{fid}) \frac{de(t)}{dt} \quad (5.11)$$

O FLC P que define a ação proporcional é igual ao utilizado no controlador FLC P+ID apresentado no capítulo 5.3 e os valores da constante g_e que realiza o pré-processamento do erro antes deste ser difusificado são os apresentados na tabela 5.6. O FLC que define as ações integral e derivativa tem como entrada o erro $e(t)$ e como saída a função saída K_{fid} . A entrada tem três funções de pertença, indicadas na figura 5.22, associadas a três valores linguísticos $\bar{A}_1^1 = \text{“} - 1 \text{”}$, $\bar{A}_1^2 = \text{“} 0 \text{”}$, $\bar{A}_1^3 = \text{“} + 1 \text{”}$, a saída tem duas funções de pertença,

indicadas na figura 5.23, associadas a dois valores linguísticos $\bar{B}_1^2 = "0"$, $\bar{B}_1^3 = "1"$. A base de regras, apresentada na tabela 5.15, tem somente três regras. O sistema de inferência é do tipo Mamdani e os métodos de implicação, de agregação e de desfusão são o mínimo, o máximo e o CoG, respectivamente. A curva de resposta da ação integral está ilustrada na figura 5.24 e a curva de resposta da ação derivativa está ilustrada na figura 5.25.

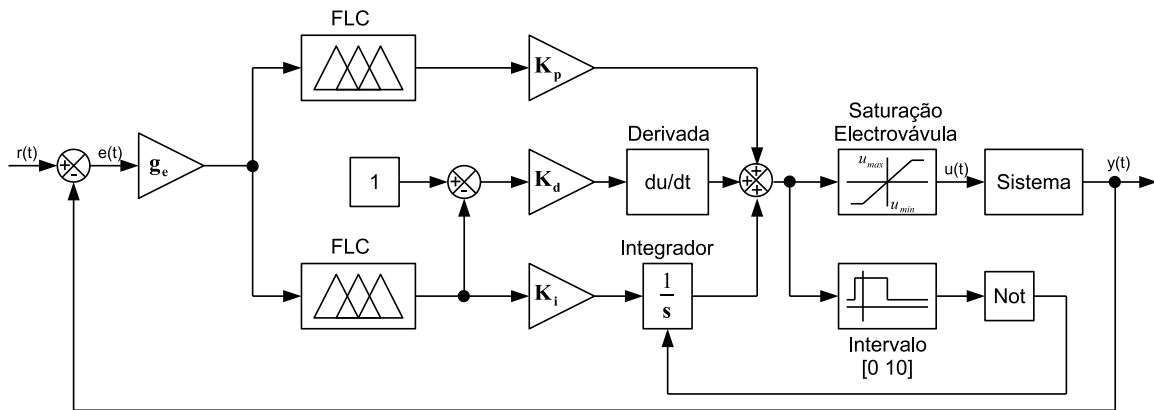


Figura 5.21: Diagrama de blocos do controlador FLC PID(1).

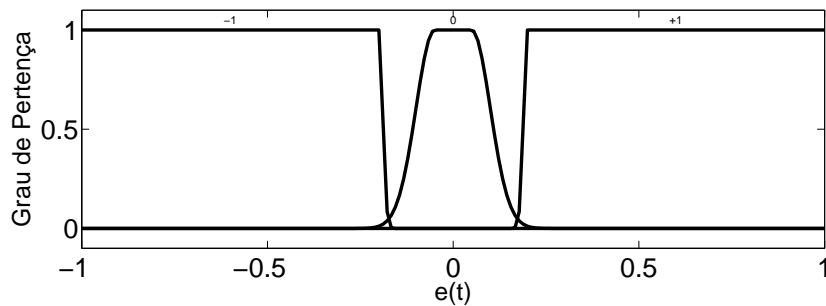


Figura 5.22: Função de pertinência da entrada $e(t)$ do FLC ID.

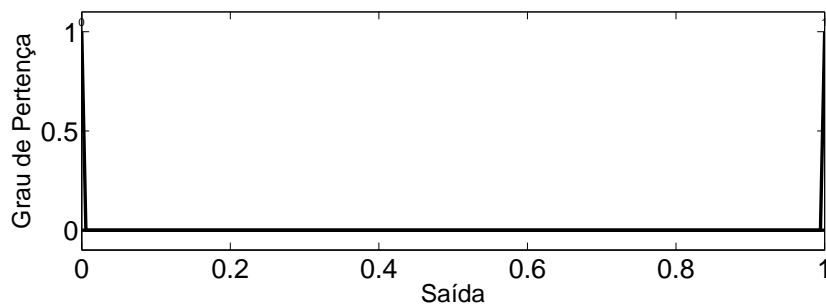
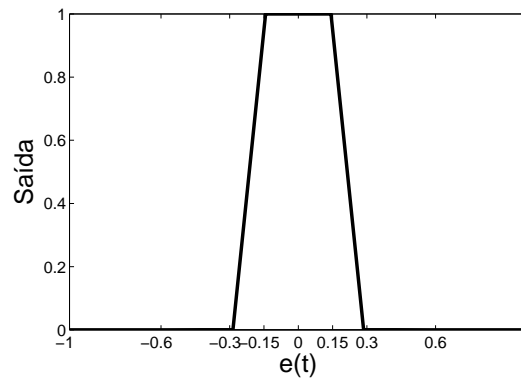
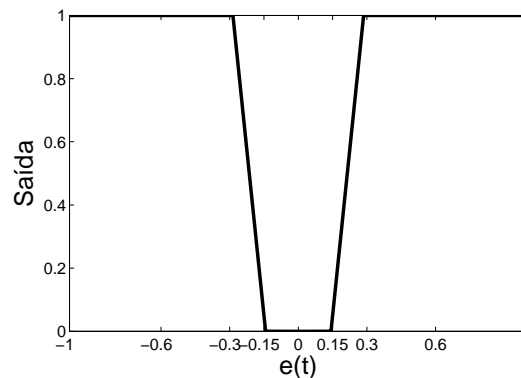


Figura 5.23: Função de pertinência da função saída K_{fid} do FLC ID.

Tabela 5.15: Base de regras do FLC ID.

Base de regras FLC ID	e(t)		
	-1	0	+1
K_{fuzzy}	0	1	0

Figura 5.24: Curva de resposta do sistema de inferência da componente integral (Saída = função saída K_{fid}).Figura 5.25: Curva de resposta do sistema de inferência da componente derivativa (Saída = 1 - função saída K_{fid}).

O FLC ID utilizado é responsável por moldar a ação integral e a ação derivativa. Para a ação integral é multiplicada a função saída do FLC ID (K_{fid}) pelo ganho integral K_i , e o resultado da multiplicação é depois integrado. No caso da ação derivativa é subtraída à constante 1 a saída K_{fid} , o resultado desta subtração é depois multiplicado pelo ganho derivativo K_d e só depois é aplicada a derivada. Assim, a ação derivativa e a ação integral evoluem de forma inversa, tal como indicam as curvas de resposta do sistema de inferência da componente integral (figura 5.24) e da componente derivativa (figura 5.25).

O facto das ações integral e derivativa evoluírem de forma inversa, faz com que para $K_{fid} = 1$ a ação derivativa esteja inativa e a integral ativa e para $K_{fid} = 0$ esteja a ação derivativa ativa e a integral inativa. Para valores entre de K_{fid} entre 0 e 1 ambas as ações ficam ativas. O que define a ativação e a desativação é o erro $e(t)$. Os valores do erro utilizados

para ativar e desativar as ações derivativa e integral diferem de eixo para eixo, já que existe um bloco de pré-processamento antes da difusão do erro em que este é dividido pela constante g_e que varia de eixo para eixo (tabela 5.6), enquanto que o FLC ID utilizado é igual em todos os eixos. Recorrendo às figuras 5.24 e 5.25 é possível verificar, aproximadamente, para que valores de erro já pré-processado acontece a ativação e a desativação das ações integral e derivativa.

Esta ativação e desativação das componentes integral e derivativa, permite permutar-se entre três controladores: FLC PD, FLC PID, FLC PI. A permuta entre um FLC PD, um FLC PID e um FLC PI é contínua e não discreta, pois para valores em que K_{fid} se encontra entre 0 e 1 existe uma desativação/ativação gradual das ações integral e derivativa.

Os parâmetros do controlador FLC PID(1), utilizados no controlo de posição e força são apresentados nas tabelas 5.16 e 5.17. Os parâmetros foram obtidos por tentativa erro.

Tabela 5.16: Parâmetros dos controladores FLC PID(1) utilizados no controlo de posição dos vários eixos.

Eixo	K_p	K_i	K_d
TFVQ	4,5	0,35	0,002
FMQ	22	0,6	0,0008
RT	1,6	0,3	0,00005
THAP	4	0,2	0,00005
THML	4,5	0,2	0,00003

Tabela 5.17: Parâmetros do controlador FLC PID(1) utilizado no controlo de força do eixo TFVQ.

K_p	K_i	K_d
11	0.01	0.0001

5.5 Controlador FLC PID(2)

O controlador FLC PID(2) utiliza de forma não linear as contribuições do presente, do passado e do futuro do erro. Para isso foi utilizado um MISO FLC para definir as ações proporcional e derivativa e um SISO FLC para definir a ação integral. O diagrama de blocos deste controlador encontra-se ilustrado na figura 5.26 que é representado pela equação

$$u(t) = K_{pd}K_{fpd} \left(e(t), \frac{dy(t)}{dt} \right) + K_i K_{fi} \cdot \int_0^t e(\tau) d\tau \quad (5.12)$$

Este controlador apenas foi aplicado no controlo de posição do eixo TFVQ por ser o eixo mais importante para a realização dos ensaios à fadiga e por ser aquele que apresentava menos problemas com as suas componentes servopneumáticas. O FLC PD tem como entradas o erro $e(t)$ e a derivada do sinal de saída $y(t)$ e uma função saída K_{fpd} . A variável linguística da entrada $e(t)$ tem sete funções de pertença $\mu(x1), \dots, \mu(x7)$, representadas na figura 5.6,

associadas aos valores linguísticos $\bar{A}_1^1 = "-3"$, ..., $\bar{A}_1^7 = "+3"$. A variável de entrada $dy(t)/dt$ tem também sete funções de pertença $\mu(x1), \dots, \mu(x7)$, representadas na figura 5.27, associadas aos valores linguísticos $\bar{A}_2^1 = "-3"$, ..., $\bar{A}_2^7 = "+3"$. A função saída $K_{f_{pd}}$ tem sete funções de pertença $\mu(x1), \dots, \mu(x7)$, representadas na figura 5.7, associadas aos valores linguísticos $\bar{B}_1^1 = "-3"$, ..., $\bar{B}_1^7 = "+3"$. O FLC PD tem um total de 25 regras e a sua base de regras está representada na tabela 5.18. O sistema de inferência utilizado foi do tipo *Mamdani*, os métodos de implicação, agregação e desdifusão foram o mínimo, o máximo e o CoG, respetivamente. A superfície de resposta do FLC PD está representada na figura 5.28.

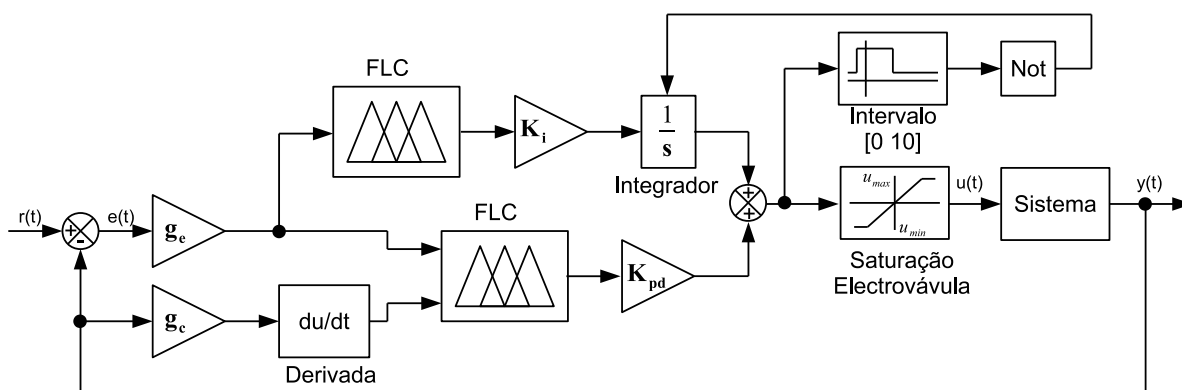


Figura 5.26: Diagrama de blocos do controlador FLC PID(2).

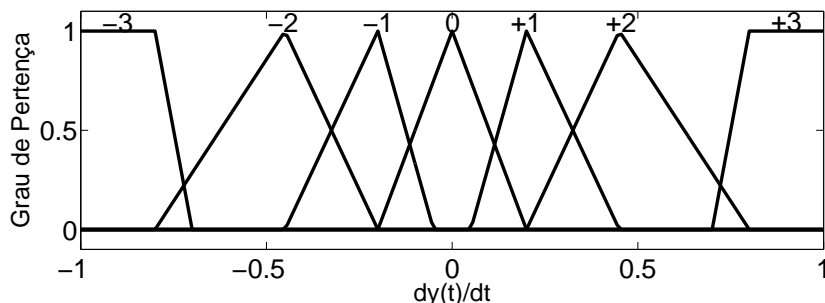


Figura 5.27: Funções de pertença da entrada $dy(t)/dt$ do FLC PD.

Tabela 5.18: Base de regras do FLC PD.

Saída $K_{f_{pd}}$		$e(t)$						
		-3	-2	-1	0	+1	+2	+3
$dy(t)/dt$	+3	-	-	-	+3	+3	+2	+2
	+2	-	-	-	+2	+2	+1	0
	+1	-	-	-	+1	+1	0	-1
	0	0	0	0	0	0	0	0
	-1	+1	0	-1	-1	-	-	-
	-2	0	-1	-2	-2	-	-	-
	-3	-2	-2	-3	-3	-	-	-

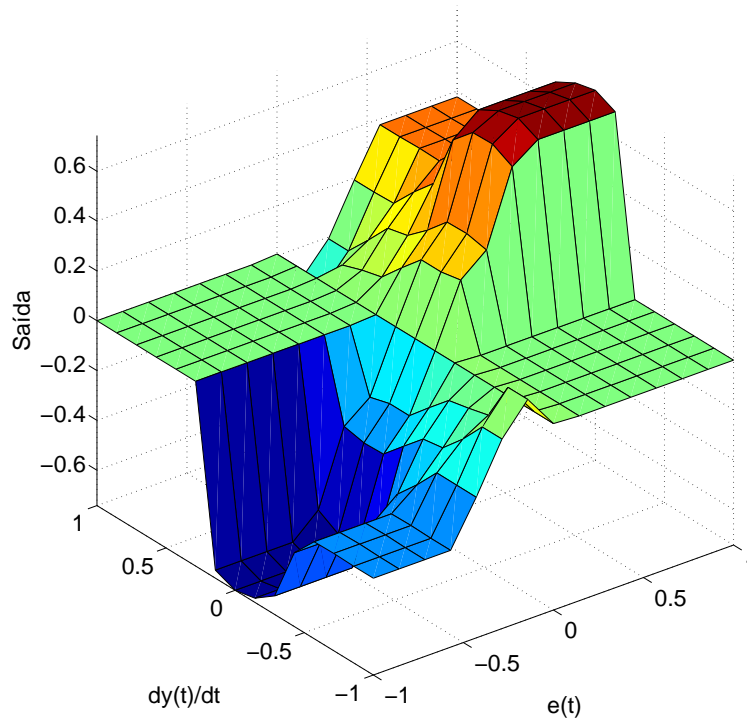


Figura 5.28: Superfície de resposta do controlador FLC PD.

O FLC I utilizado neste controlador é igual ao utilizado no FLC PID(1) (capítulo 5.4), as funções de pertinência de entrada e saída estão representadas nas figuras 5.22 e 5.23 respectivamente e a superfície de resposta está representada na figura 5.24. A utilização do FLC I apenas ativa a componente integral quando o erro é menor que 30 mm, sendo que para erros maiores que 30 mm o controlador é um FLC PD. A mudança de FLC PID para FLC PD é contínua, pois a ativação da componente integral é gradual, tal como indica a curva de resposta do controlador FLC I (figura 5.24).

Os parâmetros do controlador FLC PID(2) encontrados por tentativa erro foram: $K_{pd} = 18$ e $K_i = 0,6$.

5.6 Controlo de força implementado no FPGA

Foram implementados no FPGA dois controladores para realizar o controlo de força do eixo TFVQ: um controlador PID linear e um controlador FLC P. Em ambos os controladores foi implementada a possibilidade de seguimento de trajetórias sinusoidais em que é possível escolher a amplitude, o *offset* e a frequência¹ da trajetória desejada. Para a geração dos pontos da trajetória sinusoidal foi utilizada uma *lookup-table* (LUT) de 1000 elementos. O tempo do ciclo de controlo para os controladores implementados no FPGA foi de 1ms.

¹A alteração da frequência da trajetória sinusoidal apenas foi possível alterando o tempo ciclo de ciclo de controlo.

5.6.1 Controlador PID linear implementado no FPGA

O controlador PID linear foi implementado no FPGA utilizando a função *PID (FPGA) Express* disponibilizada pelo *LabVIEW*. O diagrama de blocos deste controlador está ilustrado na figura 5.29. A função *PID (FPGA) Express* tem implementado a técnica de *anti-windup* do integrador tal como está demonstrado na equação 5.3 e sua saída foi limitada entre 0 e 10 tal como está indicado na equação 5.2, que corresponde ao intervalo de referência da servoválvula. A saída do controlador é definida pela equação [28]

$$u(t) = u_p(t) + u_i(t) + u_d(t), \quad (5.13)$$

em que

$$u_p(t) = K_p e(t), \quad (5.14)$$

$$u_i(t) = K_p K_i \sum_{i=1}^k \left(\frac{e(i) + e(i-1)}{2} \right), \quad (5.15)$$

$$u_d(t) = -K_p K_d \frac{dy(t)}{dt}. \quad (5.16)$$

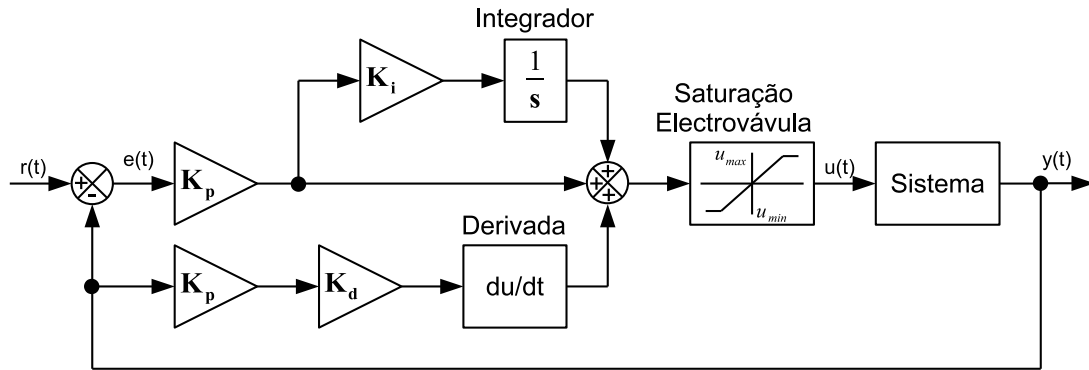


Figura 5.29: Diagrama de blocos do controlador *PID (FPGA) Express*.

As entradas e saídas da função *PID (FPGA) Express* são do tipo *fixed-point*. No caso da entrada em que são especificados os parâmetros de controlo, o formato *fixed point* tem de ter *word length* 16 e *integer word length* 8 implicando que as variáveis tomem apenas valores entre -128 e 128, apresentando 0,0039 como valor mínimo de precisão [28], levando a uma dificuldade acrescida na determinação dos parâmetros de controlo. Os parâmetros do controlador PID linear implementados no FPGA são apresentados na tabela 5.19.

Tabela 5.19: Parâmetros do controlador PID implementado no FPGA.

K_p	K_i	K_d
18	0,025	0,0039

5.6.2 Controlador FLC P implementado no FPGA

O controlador FLC P, implementado no FPGA, utiliza de forma não linear a contribuição do presente do erro. O diagrama de blocos do FLC P está ilustrado na figura 5.30 e a sua saída é representada pela seguinte equação:

$$u(t) = K_{fp}(e(t))K_p \quad (5.17)$$

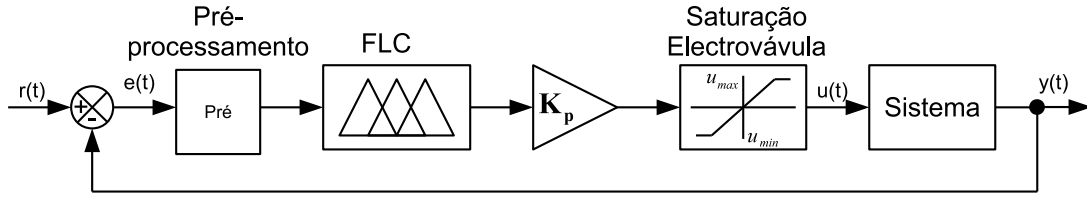


Figura 5.30: Diagrama de blocos do FLC P implementado no FPGA.

A entrada $e(t)$ tem nove funções de pertinência, ilustradas na figura 5.31, associadas a nove valores linguísticos $\bar{A}_1^1 = "-4"$, ... , $\bar{A}_1^7 = "+4"$, a saída tem igualmente nove funções de pertinência, ilustradas na figura 5.32, associadas a nove valores linguísticos $\bar{B}_1^1 = "-4"$, ... , $\bar{B}_1^7 = "+4"$, e a base de regras, apresentada na tabela 5.20, é constituída por nove regras. O sistema de inferência utilizado foi do tipo Mamdani e os métodos de implicação, agregação e desfusão foram o mínimo, o máximo e o CoG, respetivamente.

A curva de controlo, ilustrada na figura 5.33, foi colocada numa LUT de 100 elementos que por sua vez foi transferida para o FPGA. A saída do controlador foi limitada conforme a equação 5.2. No bloco de pré-processamento é realizada a operação

$$índice = \frac{e(t)}{40} + 50, \quad (5.18)$$

com o intuito de colocar o erro a variar entre 0 e 99 que corresponde ao intervalo do índice da LUT que contém a curva de controlo do FLC P, sendo que os índices 0, 49 e 99 correspondem aos valores -1 , 0 e $+1$ do universo de discurso da variável linguística de entrada do FLC P. O universo de discurso da saída do FLC P não varia entre -1 e $+1$ como normalmente tem acontecido, pois as LUT no FPGA apenas aceitam inteiros. Por esta razão foi utilizado um universo de discurso a variar entre -2^{15} e 2^{15} .

Para finalizar, o parâmetro do controlador FLC P otimizado foi $K_p = 5$.

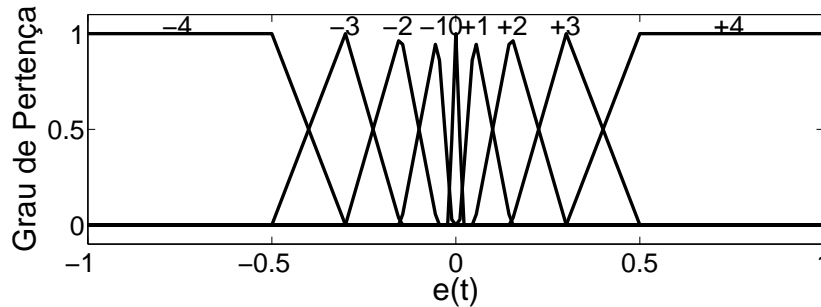


Figura 5.31: Funções de pertinência da entrada $e(t)$ do FLC P implementado no FPGA.

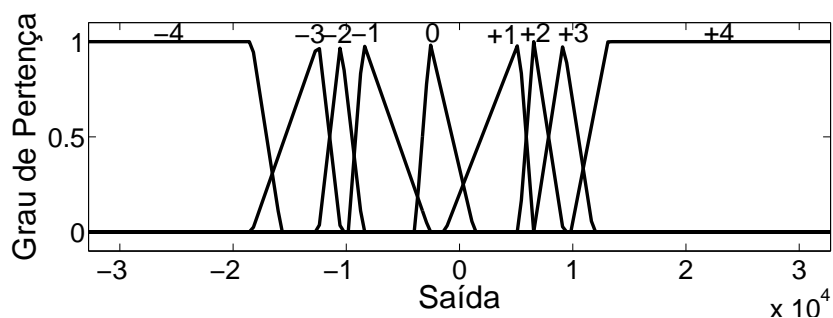


Figura 5.32: Funções de pertinência da saída $K_{fp}(e(t))$ do FLC P implementado no FPGA.

Tabela 5.20: Base de regras do FLC P implementado no FPGA.

Base de regras FLC ID	e(t)								
	-4	-3	-2	-1	0	+1	+2	+3	+4
K_{fuzzy}	-4	-3	-2	-1	0	+1	+2	+3	+4

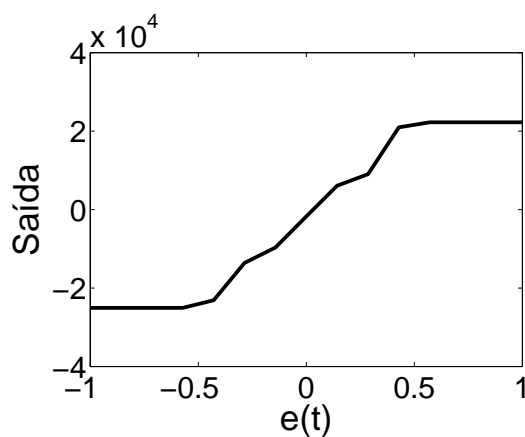


Figura 5.33: Curva de resposta do FLC P implementado no FPGA.

Capítulo 6

Resultados experimentais

Neste capítulo são apresentados os resultados experimentais obtidos com a aplicação dos controladores indicados no capítulo 5 para cada um dos eixos da máquina de ensaios servopneumática. A frequência de aquisição de dados utilizada foi de 100 Hz. São apresentados os resultados dos ensaios de resposta a trajetórias sinusoidais e em rampa.

Para cada ensaio experimental é indicado o erro quadrático médio (MSE), descrito pela equação

$$MSE(i) = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n [r_i(t) - y_i(t)]^2, \quad (6.1)$$

em que n corresponde ao número de dados experimentais, r_i representa o sinal de referência e y_i o sinal de saída. Nos ensaios experimentais de reposta ao degrau, além do ESM, é apresentado o erro máximo em regime estacionário (EMM), o erro mínimo em regime estacionário (eMM) e o valor máximo de *overshoot* (MO). Nos ensaios de seguimento de trajetórias sinusoidais é indicado o erro máximo de seguimento de trajetória (ESM).

Antes da apresentação dos desempenhos obtidos pelos vários controladores para os vários eixos são apresentadas as respostas em malha aberta dos vários eixos para melhor ajudar a compreender as não linearidades existentes em cada um deles. Neste capítulo, são também apresentados os resultados experimentais dos ensaios com o modelo da articulação patelo-femural.

6.1 Experiências em malha aberta

Para as experiências em malha aberta foi colocado o atuador do cilindro na posição zero, sendo de seguida enviado um sinal elétrico constante à servoválvula de forma a colocar o seu órgão móvel numa determinada posição. O fluxo de ar de entrada da câmara do cilindro foi reduzido de modo a obter-se uma velocidade de deslocamento do atuador também reduzida. O caudal através de um orifício depende, fundamentalmente, da abertura do orifício e da diferença de pressão aos terminais do orifício. Tendo em consideração que as velocidades de testes são baixas (não consumindo um caudal significativo com consequências na pressão de trabalho) e as condições de carga são constantes pode prever-se que a diferença de pressão aos terminais da servoválvula seja constante ou com pequenas variações não significativas para interferir no caudal que atravessa a servoválvula. Assim, o caudal que atravessa a servoválvula pode considerar-se proporcional à abertura do orifício ditado pelo sinal elétrico

aplicado. Após a abertura do orifício da servoválvula de acordo com o sinal elétrico enviado, o cilindro é depois deslocado até à sua posição máxima. Esta operação foi feita em todos os eixos da máquina servopneumática e os gráficos resultantes desta experiência podem ser visualizados nas figuras 6.1, 6.2, 6.3, 6.4 e 6.5. Cada uma das atuações foram realizadas com os restantes eixos imóveis de forma a minimizar a interferência que a atuação simultânea dos eixos poderia provocar. A frequência de aquisição de dados foi de 100 Hz.

Na figura 6.1 é possível observar a resposta em malha aberta do eixo TFVQ. Para a atuação do eixo TFVQ foi enviado um sinal de tensão de 0,5 V somado à posição intermédia de tensão da servoválvula deste eixo. Da figura 6.1 podemos observar que a resposta em malha aberta não é totalmente linear, havendo um ligeiro aumento da velocidade no final do trajeto. Além disso verificam-se paragens e movimentos bruscos repetitivos na resposta deste eixo, situação que se deve, muito provavelmente, aos seguintes fatores: massa acoplada ao atuador do cilindro muito elevada, tendo cerca de 40 kg, ou uma consequência do atrito que origina o fenómeno de cola-descola.

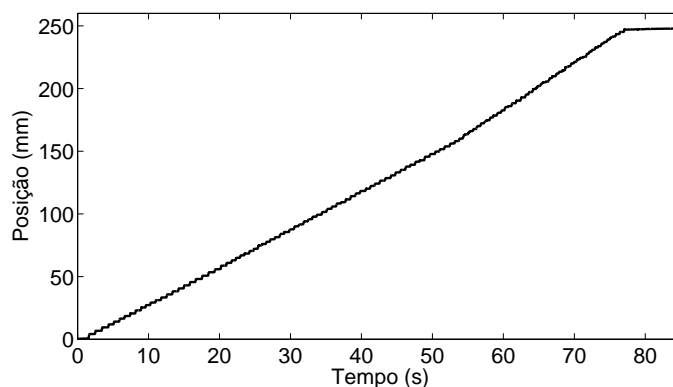


Figura 6.1: Resposta em malha aberta a um sinal de tensão constante enviado à servoválvula do eixo TFVQ.

Para analisar a resposta em malha aberta do eixo FMQ foi enviado um sinal de 0,25 V somado à posição intermédia de tensão da servoválvula. Na figura 6.2 é possível verificar que a resposta em malha aberta do eixo FMQ é praticamente linear, ocorrendo apenas uma ligeira subida da velocidade no início do trajeto, muito provavelmente relacionada com a existência de algum atrito estático.

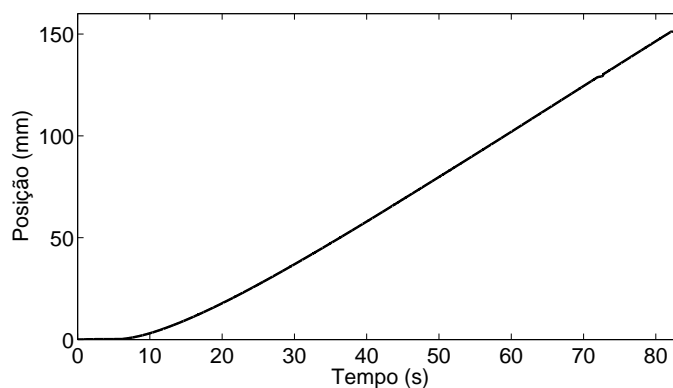


Figura 6.2: Resposta em malha aberta a um sinal de tensão constante enviado à servoválvula do eixo FMQ.

Para analisar a resposta em malha aberta do eixo RT foi enviado um sinal de 0,25 V somado à posição intermédia de tensão da servoválvula. Na figura 6.3 é possível verificar uma resposta em malha aberta aparentemente linear por parte do eixo RT. Apesar disso, neste eixo foram verificados problemas com a servoválvula, sendo que esta não fornecia um fluxo de ar constante apesar do sinal elétrico enviado para a servoválvula ser constante. Além dos problemas com a servoválvula, a instalação mecânica que ligava o atuador do cilindro pneumático com o sistema rotativo apresentava algumas folgas.

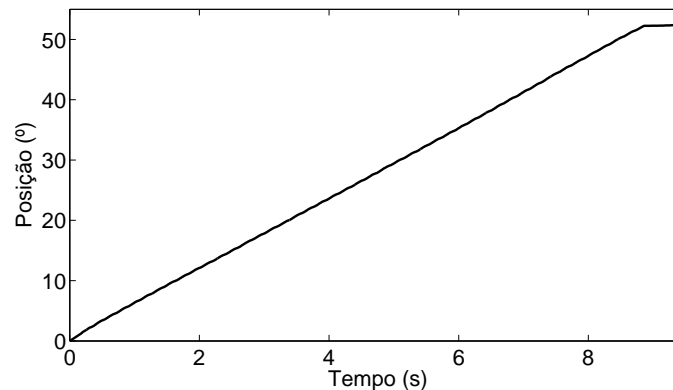


Figura 6.3: Resposta em malha aberta a um sinal de tensão constante enviado à servoválvula do eixo RT.

Para analisar a resposta em malha aberta do eixo THAP foi enviado um sinal de 0,25 V somado à posição intermédia de tensão da servoválvula. Na figura 6.4 é possível verificar uma resposta em malha aberta do eixo THAP em que são notórias algumas não linearidades. Logo no início do movimento verifica-se um elevado atrito estático, seguido de uma diminuição da velocidade provocada pela presença de atrito dinâmico. A velocidade ao longo do percurso não é constante, já que a reta que descreve o percurso faz uma ligeira parábola devido a uma ligeira redução da velocidade na parte final do percurso. Também neste eixo é possível verificar paragens e movimentos bruscos repetitivos, que mais uma vez, tem como principal causa o facto da servoválvula não conseguir fornecer um caudal de ar constante apesar do sinal elétrico enviado o ser.

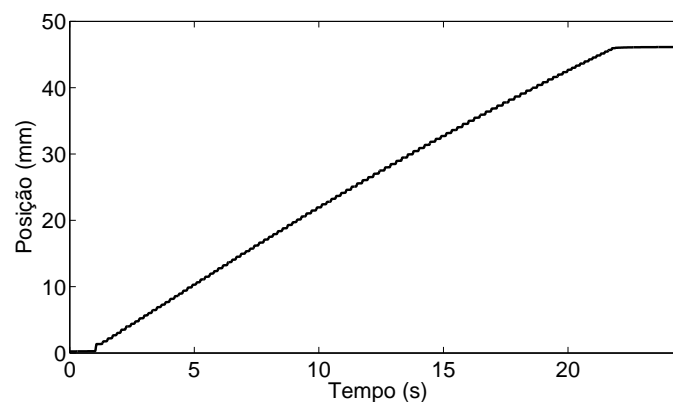


Figura 6.4: Resposta em malha aberta a um sinal de tensão constante enviado à servoválvula do eixo THAP.

Para analisar a resposta em malha aberta do eixo THML foi enviado um sinal de 0,25 V somado à posição intermédia de tensão da servoválvula. Na figura 6.5 é possível verificar, que na resposta em malha aberta para o eixo THML, a velocidade não se mantém constante ao longo do percurso, pois a reta da resposta faz um pequena parábola provocada pelo aumento da velocidade na parte final do percurso. A servoválvula deste eixo era a que mais problemas demonstrava, sendo completamente incapaz de fornecer um fluxo de ar constante apesar do sinal elétrico enviado para a servoválvula o ser, provocando as paragens e os movimentos bruscos perfeitamente perceptíveis na figura 6.5.

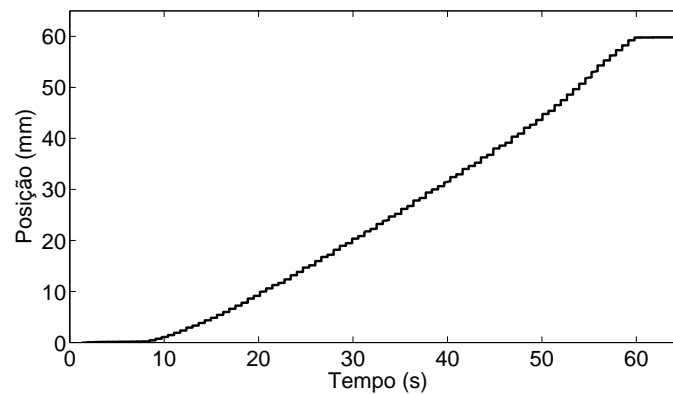


Figura 6.5: Resposta em malha aberta a um sinal de tensão constante enviado à servoválvula do eixo THML.

6.2 Translação Força Vertical Quadril

6.2.1 Controlo de Posição

De seguida, são apresentados os resultados do controlo de posição no eixo TFVQ. Nas figuras 6.6, 6.7 e 6.8 e na tabela 6.1 estão os resultados do seguimento de uma trajetória com vários degraus e nas figuras 6.9, 6.10 e 6.11 e na tabela 6.2 estão os resultados do seguimento de uma trajetória sinusoidal com frequência de $1/\pi$ Hz. Os ensaios para este eixo foram feitos sem carga e com os restantes eixos imóveis.

6.2.1.1 Resposta ao degrau

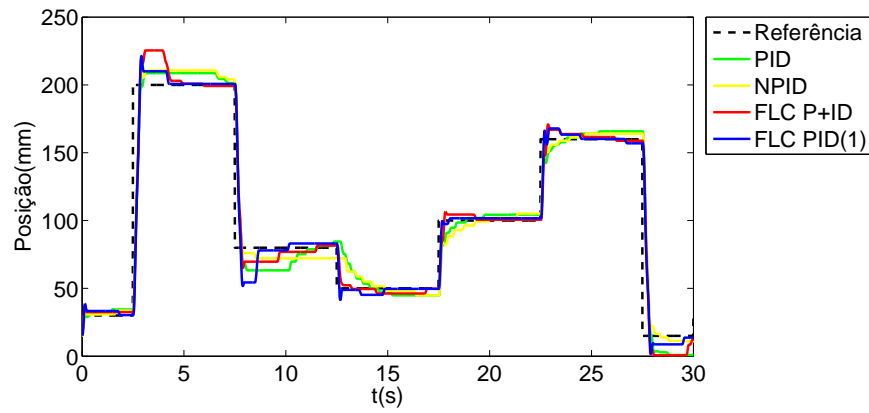


Figura 6.6: Resposta aos degraus $30 \rightarrow 200 \rightarrow 80 \rightarrow 50 \rightarrow 100 \rightarrow 160 \rightarrow 20$ (mm) no eixo TFVQ.

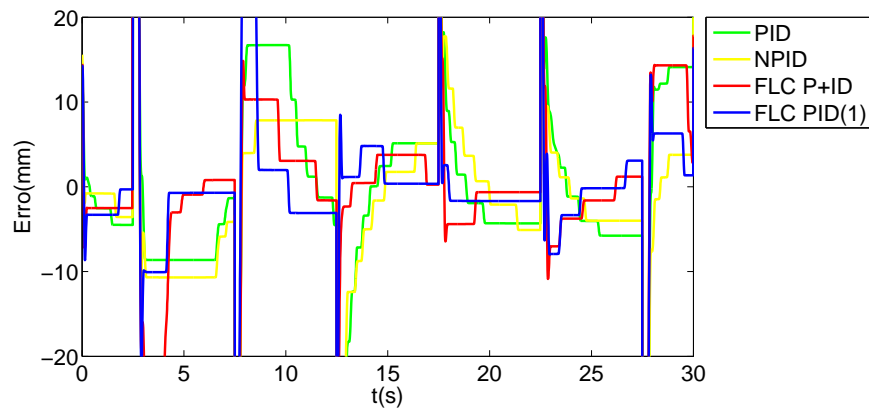


Figura 6.7: Erro da resposta aos degraus $30 \rightarrow 200 \rightarrow 80 \rightarrow 50 \rightarrow 100 \rightarrow 160 \rightarrow 20$ (mm) no eixo TFVQ.

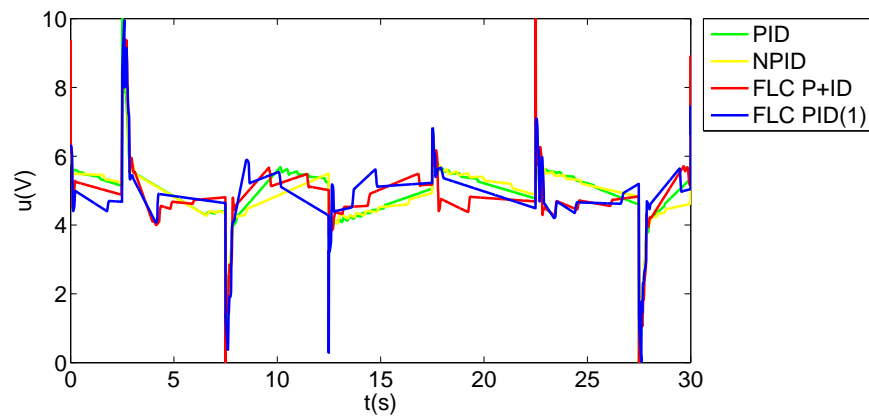


Figura 6.8: Saída dos controladores na resposta aos degraus $30 \rightarrow 200 \rightarrow 80 \rightarrow 50 \rightarrow 100 \rightarrow 160 \rightarrow 20$ (mm) no eixo TFVQ.

Tabela 6.1: Resultados experimentais da resposta ao degrau no eixo TFVQ.

Controlador	MSE (mm^2)	MO (%)	MEE (mm)	mEE (mm)
PID	437,666	14,51	5,764	1,345
NPID	446,423	6,533	7,684	3,568
FLC P+ID	430,315	13,68	2,512	0,343
FLC PID(1)	393,207	23,55	3,081	0,305

Os resultados da resposta a vários degraus no eixo TFVQ mostram um desempenho ligeiramente superior dos controladores difusos no tempo de resposta e no erro de posicionamento. O mEE utilizando o FLC PID(1) nunca foi, no entanto, menor que $305 \mu m$. O único aspeto em que os controladores PID linear e não linear obtiveram melhores desempenhos foi no *overshoot* máximo apresentado, que foi mais elevado utilizando os controladores difusos.

6.2.1.2 Seguimento de uma trajetória sinusoidal

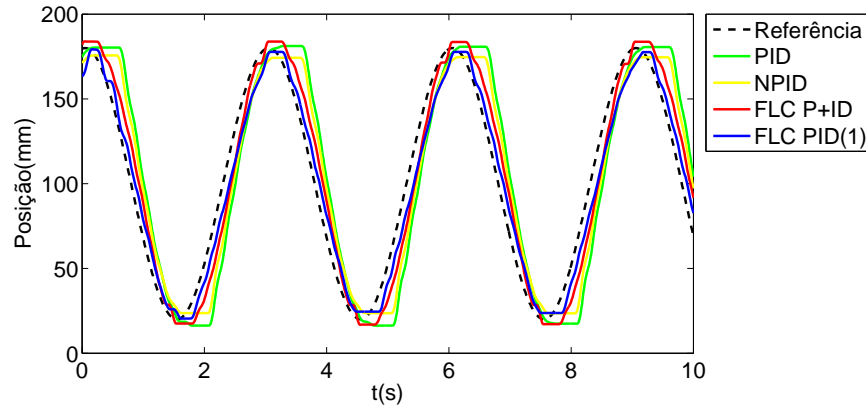


Figura 6.9: Resposta ao seguimento de uma trajetória sinusoidal com amplitude 80 mm, *offset* 100 mm e frequência $1/\pi$ Hz no eixo TFVQ.

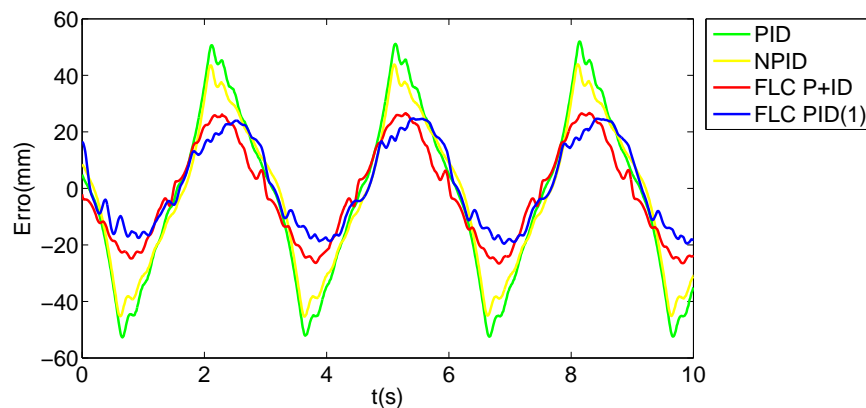


Figura 6.10: Erro da resposta ao seguimento de uma trajetória sinusoidal com amplitude 80 mm, *offset* 100 mm e frequência $1/\pi$ Hz no eixo TFVQ.

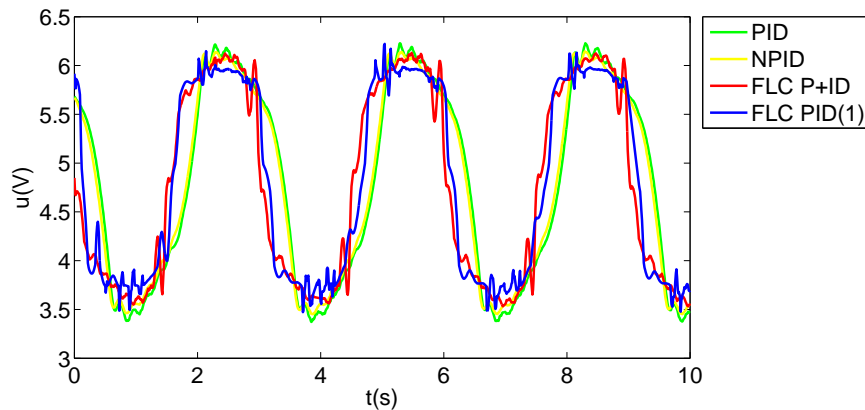


Figura 6.11: Saída dos controladores na resposta ao seguimento de uma trajetória sinusoidal com amplitude 80 mm, *offset* 100 mm e frequência $1/\pi$ Hz no eixo TFVQ.

Tabela 6.2: Resultados experimentais da resposta ao seguimento de uma trajetória sinusoidal com período de 3 s no eixo TFVQ.

Controlador	MSE (mm^2)	ESM (mm)
PID	848,136	52,731
NPID	645,348	45,378
FLC P+ID	349,436	30,438
FLC PID(1)	308,387	27,592

No seguimento de uma trajetória sinusoidal de frequência $1/\pi$ Hz no eixo TFVQ, os controladores de posição difusos são os que apresentam melhores desempenhos, pois tanto o MSE como o ESM são menores utilizando estes controladores, sendo que, utilizando o FLC PID(1), obteve-se um erro de seguimento de trajetória sempre inferior a 27,6 mm.

6.2.2 Controlo de força implementado no controlador de tempo-real

O eixo TFVQ, nos ensaios à fadiga, será, na grande maioria das vezes, requisitada a resposta a um degrau de força. Por isso foi optou-se por apresentar os resultados experimentais da resposta a vários sinais em degrau, nas figuras 6.12, 6.13 e 6.14 e na tabela 6.3. São também apresentados os resultados do seguimento de uma trajetória sinusoidal com frequência de 0,5 Hz nas figuras 6.15, 6.16 e 6.17 e na tabela 6.4.

6.2.2.1 Resposta ao degrau

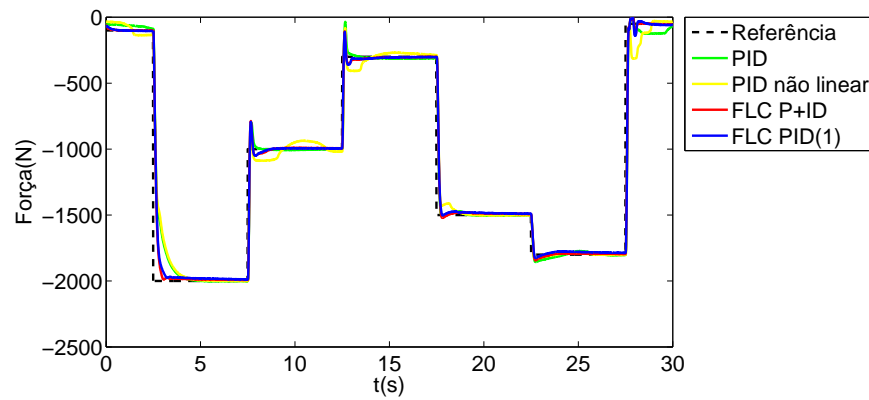


Figura 6.12: Resposta aos degraus $-100 \rightarrow -2000 \rightarrow -1000 \rightarrow -300 \rightarrow -1500 \rightarrow -1800 \rightarrow -50$ (N) no eixo TFVQ.

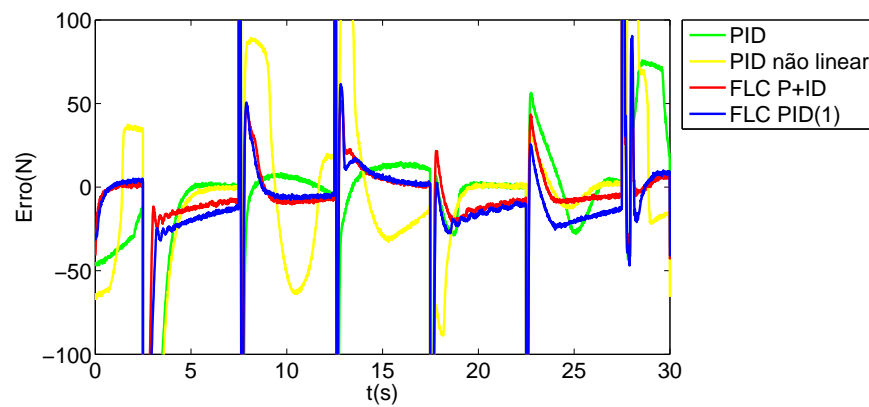


Figura 6.13: Erro da resposta aos degraus $-100 \rightarrow -2000 \rightarrow -1000 \rightarrow -300 \rightarrow -1500 \rightarrow -1800 \rightarrow -50$ (N) no eixo TFVQ.

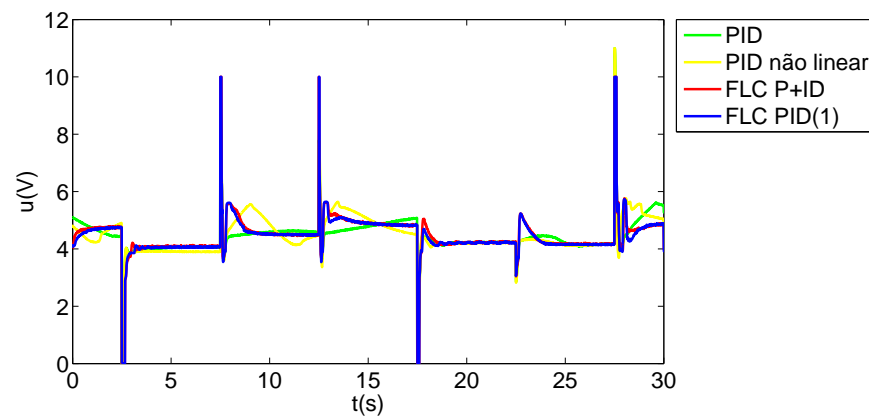


Figura 6.14: Saída dos controladores na resposta aos degraus $-100 \rightarrow -2000 \rightarrow -1000 \rightarrow -300 \rightarrow -1500 \rightarrow -1800 \rightarrow -50$ (N) no eixo TFVQ.

Tabela 6.3: Resultados experimentais da resposta ao degrau no eixo TFVQ.

Controlador	MSE (kN^2)	MO(%)	MEE (N)	mEE (N)
PID	38,859	31,13	10,19	< 1
NPID	42,831	37,81	35,78	< 1
FLC P+ID	32,670	27,06	8,09	< 1
FLC PID(1)	30,978	26,99	13,39	< 1, 5

Os resultados experimentais da resposta a vários degraus no eixo TFVQ apresentam um desempenho superior por parte dos controladores difusos, tanto no tempo de reposta como no valor de MSE apresentado. Ao nível da exatidão do posicionamento, todos os controladores tiveram desempenhos semelhantes, com todos eles a conseguirem erros em regime estacionário menores que 1,5 N em alguns degraus. No entanto, na grande maioria dos degraus, os erros em regime estacionário para os controladores difusos foram por volta de 10 N, do PID por volta dos 5 N e do NPID por volta dos 15 N. Apesar do PID, na maioria dos degraus, conseguir um erro em regime estacionário menor que os controladores difusos, o tempo de estabelecimento do controlador PID foi muito maior que o dos controladores difusos, daí o MSE ser muito maior utilizando o PID.

6.2.2.2 Seguimento de uma trajetória sinusoidal

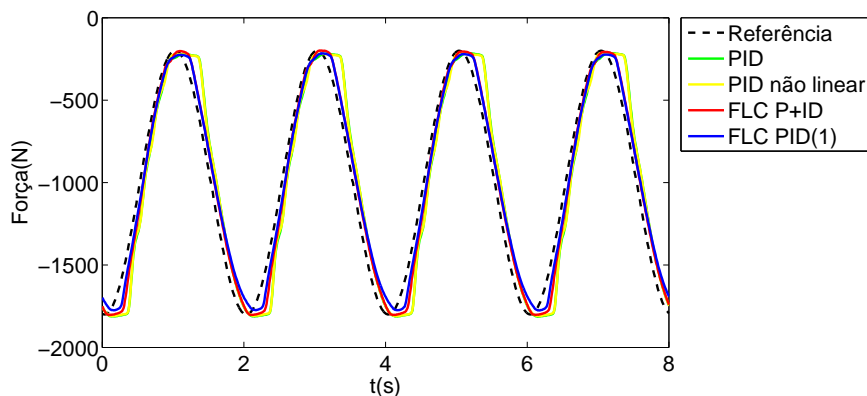


Figura 6.15: Resposta ao seguimento de uma trajetória sinusoidal com amplitude 800 N, *offset* -1000 N e frequência 0,5 Hz.

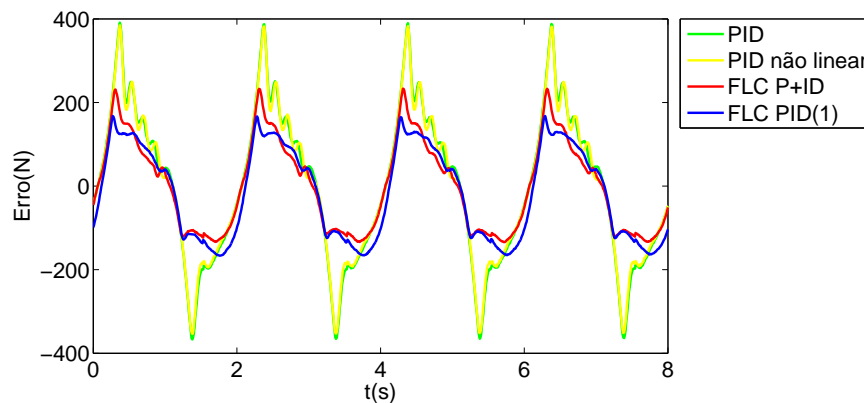


Figura 6.16: Erro da resposta ao seguimento de uma trajetória sinusoidal com amplitude 800 N, *offset* -1000 N e frequência 0,5 Hz.

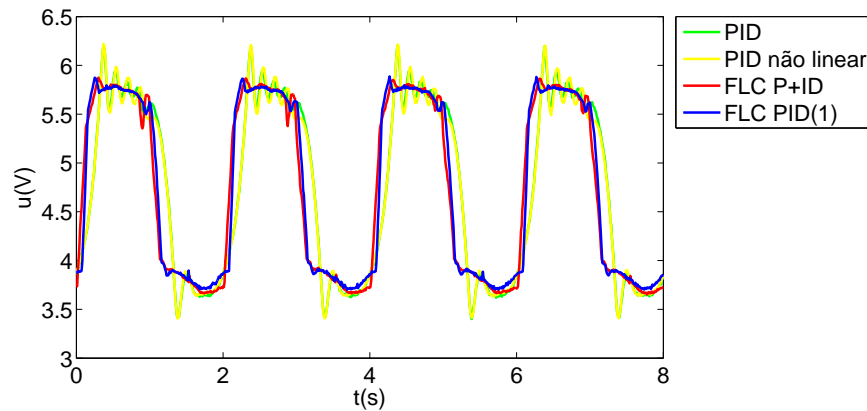


Figura 6.17: Saída dos controladores na resposta ao seguimento de uma trajetória sinusoidal com amplitude 800 N, *offset* -1000 N e frequência 0,5 Hz.

Tabela 6.4: Resultados experimentais da resposta ao seguimento de uma trajetória sinusoidal com frequência de 0,5 Hz no eixo TFVQ.

Controlador	MSE (kN^2)	ESM(N)
PID	32,794	391,03
NPID	30,705	384,84
FLC P+ID	11,696	233,10
FLC PID(1)	12,261	169,15

Os resultados da resposta a uma trajetória sinusoidal dos controladores de força implementados no eixo TFVQ mostram, tal como acontece com a resposta à trajetória em degraus, um melhor desempenho por parte dos controladores difusos quando comparados com o PID e com o NPID. Entre os controladores difusos, o FLC PID(1) é o que apresenta erros de seguimento de trajetória mais baixos, com valores sempre inferiores a 169,2 N.

6.2.3 Controlo de Força implementado no FPGA

No eixo TFVQ, nos ensaios à fadiga, será, na grande maioria das vezes, requisitada a resposta a um degrau de força, por isso optou-se por apresentar os resultados experimentais da resposta a vários degraus, apresentados nas figuras 6.18, 6.19 e 6.20 e na tabela 6.5. São também apresentados os resultados do seguimento de uma trajetória sinusoidal com frequência de 0,5 Hz nas figuras 6.21, 6.22 e 6.23 e na tabela 6.6. Os ensaios foram feitos sem carga e com os restantes eixos imóveis.

6.2.3.1 Resposta ao degrau

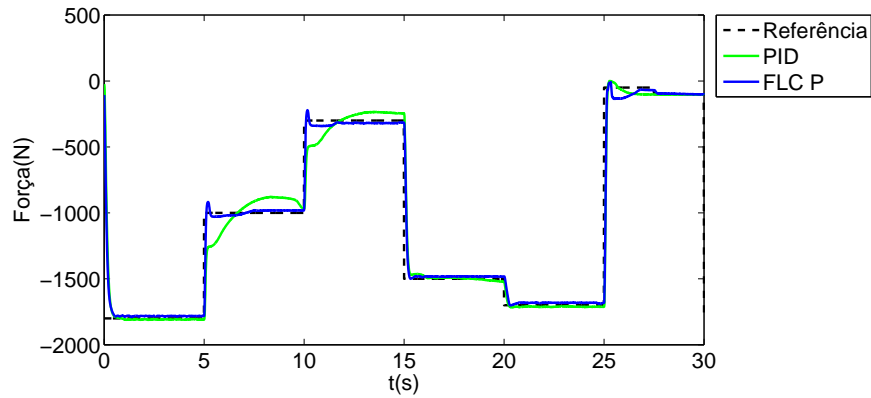


Figura 6.18: Resposta aos degraus 100 → 1800 → 1000 → 300 → 1500 → 1700 → 50 (N) no eixo TFVQ.

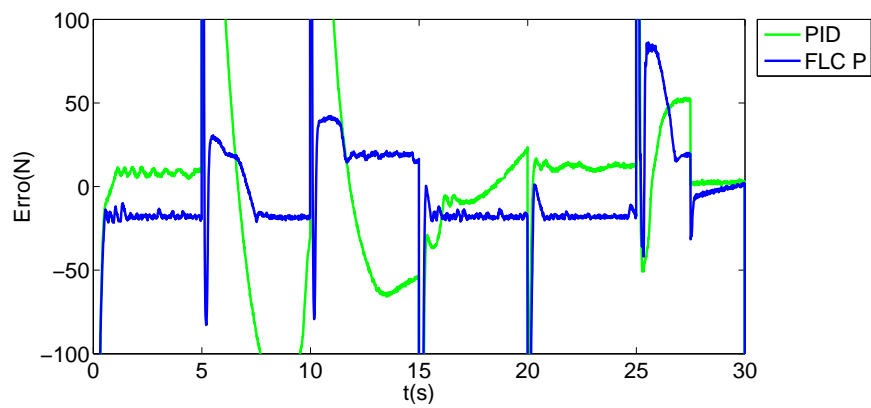


Figura 6.19: Erro da resposta aos degraus 100 → 1800 → 1000 → 300 → 1500 → 1700 → 50 (N) no eixo TFVQ.

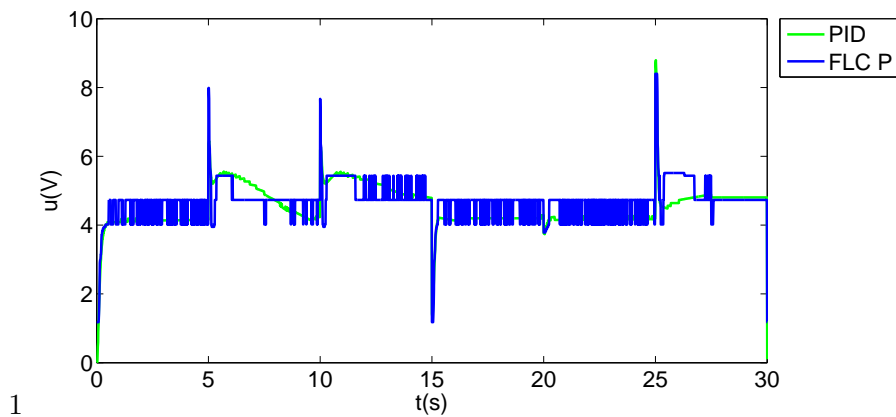


Figura 6.20: Saída dos controladores na resposta aos degraus 100 → 1800 → 1000 → 300 → 1500 → 1700 → 50 (N) no eixo TFVQ.

Tabela 6.5: Resultado experimentais da resposta ao degrau no eixo TFVQ.

Controlador	MSE (kN^2)	MO (%)	MEE (N)	mEE (N)
PID	34,742	15,9	77,13	9,39
FLC P	24,540	11,32	20,53	5,06

Os resultados experimentais da resposta a vários degraus no eixo TFVQ indicam um superior desempenho por parte do FLC P, especialmente no que diz respeito ao tempo de estabelecimento em regime estacionário, que é bastante elevado utilizando o PID. Ambos conseguiram um mEE bastante aceitável. É possível verificar, na figura 6.20, que a saída do FLC P está constantemente a variar quando deveria estar estabilizada num valor. Isto acontece porque a saída da LUT, com 100 pontos, onde está o sistema de inferência do controlador difuso, tem como saída um número inteiro e não um número em vírgula flutuante, o que resulta nas variações no valor da saída do controlador FLC P.

6.2.3.2 Seguimento de uma trajetória sinusoidal

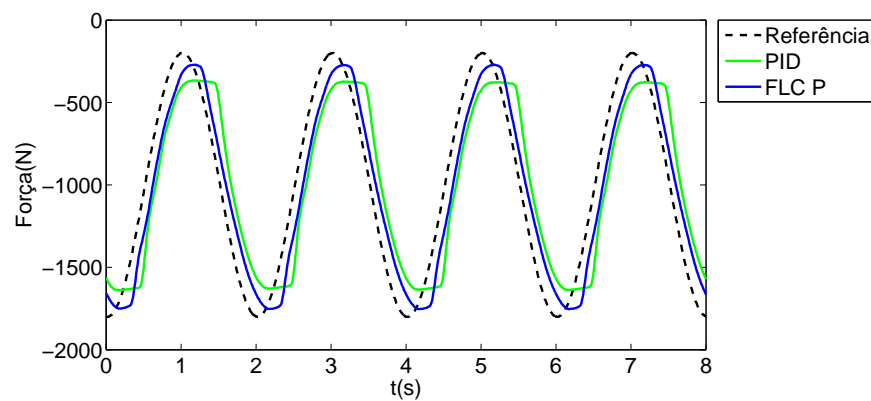


Figura 6.21: Resposta ao seguimento de uma trajetória sinusoidal de amplitude 800 N, *offset* 1000 N e frequência 1 Hz no eixo TFVQ CC2.

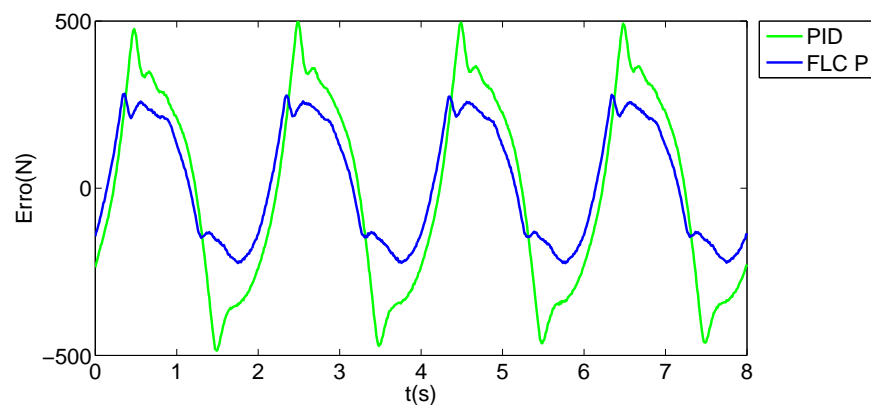


Figura 6.22: Erro da resposta ao seguimento de uma trajetória sinusoidal de amplitude 800 N, *offset* 1000 N e frequência 1 Hz no eixo TFVQ CC2.

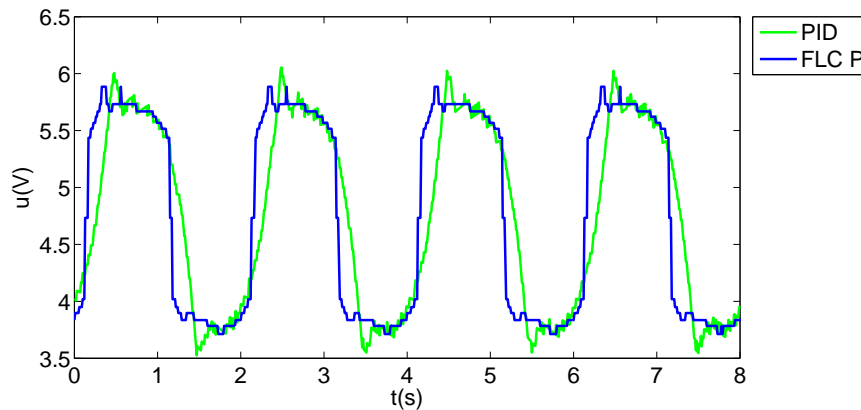


Figura 6.23: Saída dos controladores na resposta ao seguimento de uma trajetória sinusoidal de amplitude 800 N, *offset* 1000 N e frequência 1 Hz no eixo TFVQ CC2.

Tabela 6.6: Resultados experimentais da resposta ao seguimento de uma trajetória sinusoidal com frequência de 1 Hz no eixo TFVQ.

Controlador	MSE (kN^2)	ESM (N)
PID	84,568	501,20
FLC P	31,883	282,73

Os resultados experimentais do seguimento de uma trajetória sinusoidal indicam um superior desempenho do FLC P, com metade do MSE e do ESM dos do PID. No seguimento de trajetória sinusoidais, o facto da saída da LUT, que contém o sistema de inferência do FLC P, ser um número inteiro não é tão evidente.

6.3 Força Músculo Quadríceps

O eixo de FMQ nos ensaios à fadiga será, na grande maioria das vezes, utilizado para realizar trajetória sinusoidais. Por esta razão, além dos resultados da resposta a vários degraus indicados nas figuras 6.24, 6.25 e 6.26, e na tabela 6.7, são também apresentados os resultados do seguimento de uma trajetória sinusoidal com frequência de 0,5 Hz indicados nas figuras 6.27, 6.28 e 6.29 e na tabela 6.8, e os resultados do seguimento de uma trajetória sinusoidal com frequência de 1 Hz, indicados nas figuras 6.30, 6.31 e 6.32, e na tabela 6.9. Os ensaios para este eixo foram feitos sem carga e com os restantes eixos imóveis.

6.3.1 Resposta ao degrau

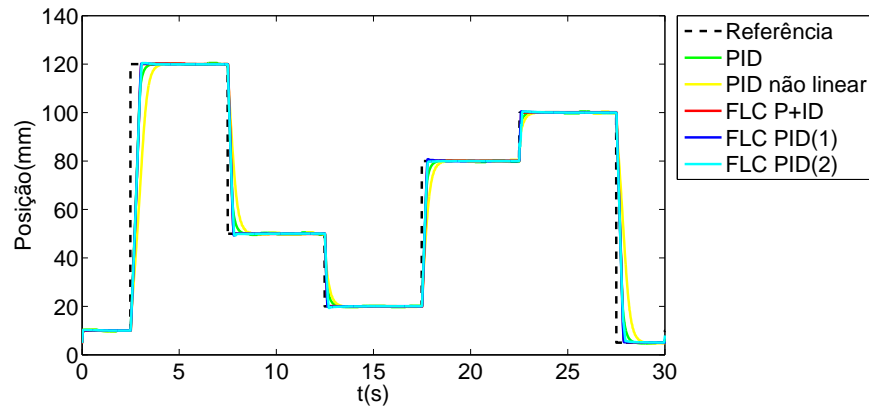


Figura 6.24: Resposta aos degraus $10 \rightarrow 120 \rightarrow 50 \rightarrow 20 \rightarrow 80 \rightarrow 100 \rightarrow 5$ (mm) no eixo FMQ.

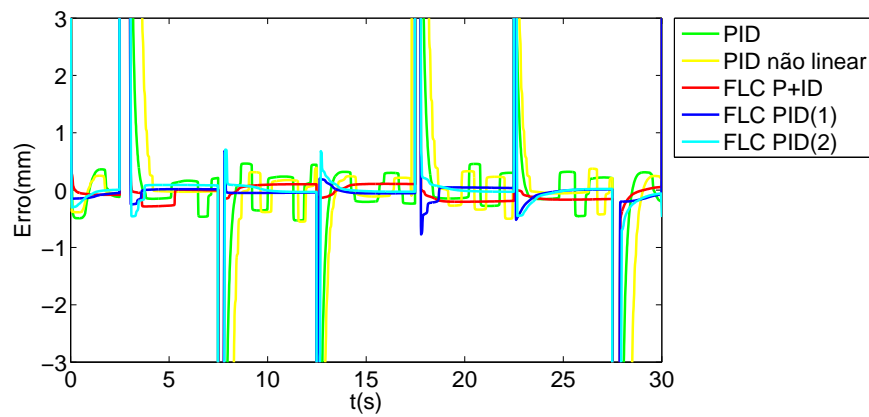


Figura 6.25: Erro da resposta aos degraus $10 \rightarrow 120 \rightarrow 50 \rightarrow 20 \rightarrow 80 \rightarrow 100 \rightarrow 5$ (mm) no eixo FMQ.

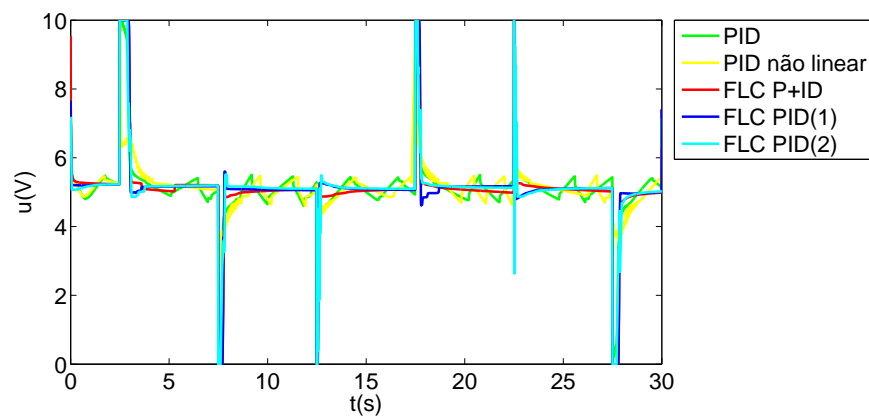


Figura 6.26: Saída dos controladores na resposta aos degraus $10 \rightarrow 120 \rightarrow 50 \rightarrow 20 \rightarrow 80 \rightarrow 100 \rightarrow 5$ (mm) no eixo FMQ.

Tabela 6.7: Resultados experimentais da resposta ao degrau no eixo FMQ.

Controlador	MSE (mm^2)	MO (%)	MEE (μm)	mEE (μm)
PID	189,801	0,32	443	118
NPID	304,140	0,45	551	19
FLC P+ID	183,490	0,27	190	4
FLC PID(1)	186,061	2,20	53	6
FLC PID(2)	164,779	1,28	83	6

Os resultados experimentais da resposta a vários degraus no eixo FMQ mostram um desempenho superior dos controladores difusos no tempo de estabelecimento e no erro mínimo em regime estacionário, com o FLC P+ID a conseguir um mEE de $4 \mu m$ e o FLC PID(1) e o FLC PID(2) um mEE de $6 \mu m$. O FLC PID(2) é o controlador que consegue o menor erro quadrático médio, já que foi o controlador que na grande maioria dos degraus conseguiu os menores erros em regime estacionário. Verificou-se ainda alguma dificuldade dos controladores PID e NPID em entrar em regime estacionário. O *overshoot* é praticamente inexistente utilizando qualquer um dos controladores. O tempo de estabelecimento do controlador NPID é de longe o mais elevado, daí o seu MSE ser extremamente elevado quando comparado com o dos restantes controladores.

6.3.2 Seguimento de trajetórias sinusoidais

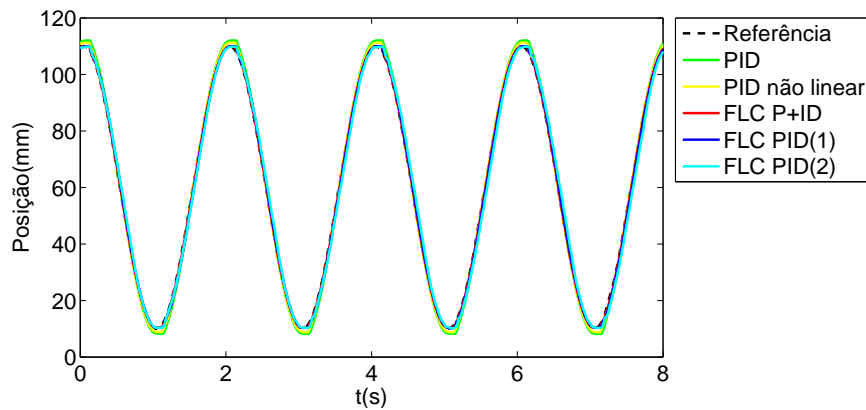


Figura 6.27: Resposta ao seguimento de uma trajetória sinusoidal com amplitude 50 mm, *offset* 60 mm e frequência 0,5 Hz no eixo FMQ.

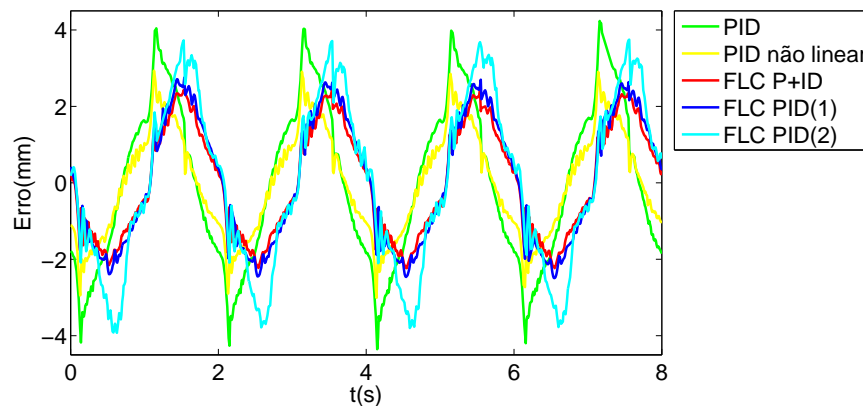


Figura 6.28: Erro da resposta ao seguimento de uma trajetória sinusoidal com amplitude 50 mm, *offset* 60 mm e frequência 0,5 Hz no eixo FMQ.

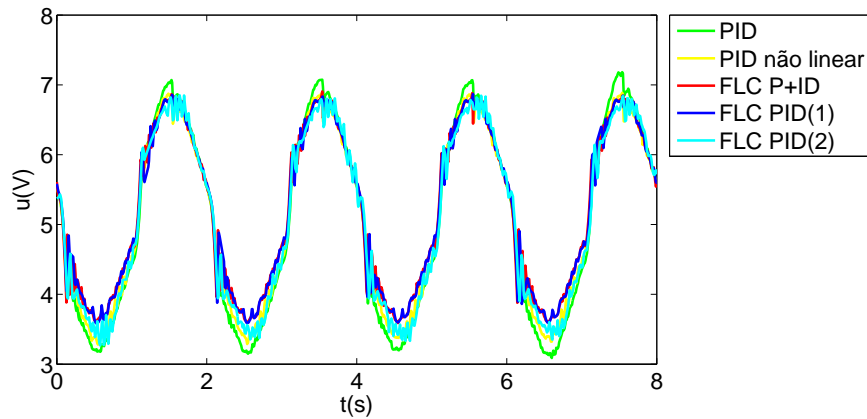


Figura 6.29: Saída dos controladores na resposta ao seguimento de uma trajetória sinusoidal com amplitude 50 mm, *offset* 60 mm e frequência 0,5 Hz no eixo FMQ.

Tabela 6.8: Resultados experimentais da resposta ao seguimento de uma trajetória sinusoidal com frequência de 0,5 Hz no eixo FMQ.

Controlador	MSE (mm^2)	ESM (mm)
PID	4,354	4,585
NPID	1,878	3,056
FLC P+ID	2,017	2,408
FLC PID(1)	2,778	2,753
FLC PID(2)	4,669	3,924

No seguimento de uma trajetória sinusoidal com frequência de 0,5 Hz verificou-se um bom desempenho do NPID e dos controladores difusos FLC P+ID e FLC PID, em que o NPID foi o que registou menor MSE, com $1,878 \text{ mm}^2$, e o FLC P+ID o menor ESM, com 2,753 mm. É possível também verificar um menor desempenho do FLC PID(2) quando comparado com os restantes controladores difusos.

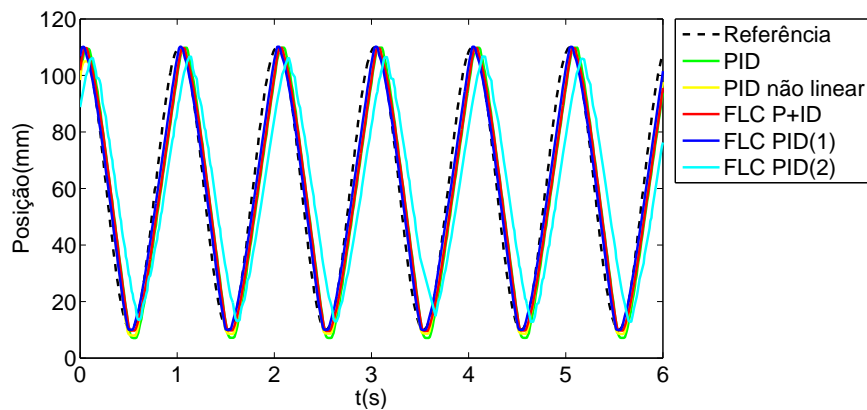


Figura 6.30: Resposta ao seguimento de uma trajetória sinusoidal com amplitude 50 mm, *offset* 60 mm e frequência 1 Hz no eixo FMQ.

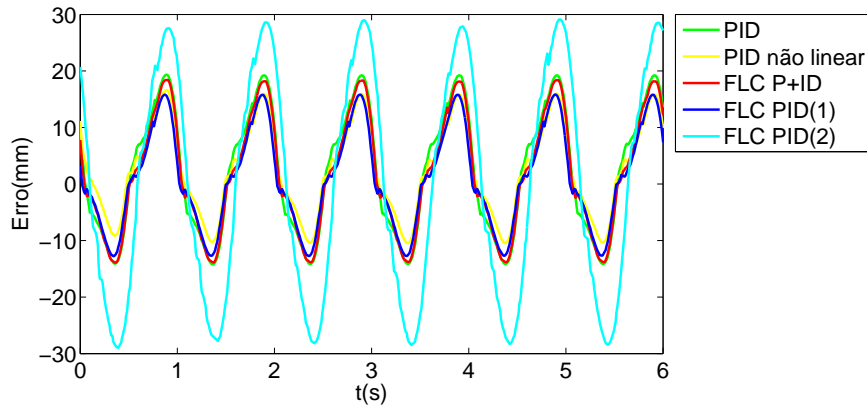


Figura 6.31: Erro da Resposta ao seguimento de uma trajetória sinusoidal com amplitude 50 mm, *offset* 60 mm e frequência 1 Hz no eixo FMQ.

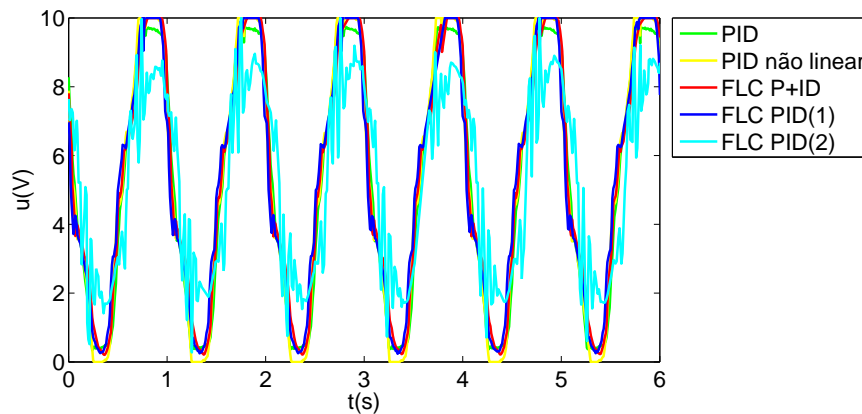


Figura 6.32: Saída dos controladores na Resposta ao seguimento de uma trajetória sinusoidal com amplitude 50 mm, *offset* 60 mm e frequência 1 Hz no eixo FMQ.

Tabela 6.9: Resultados experimentais da resposta ao seguimento de uma trajetória sinusoidal com frequência de 1 Hz no eixo FMQ.

Controlador	MSE (mm^2)	ESM (mm)
PID	123,379	19,350
NPID	69,936	16,631
FLC P+ID	96,875	18,439
FLC PID(1)	73,607	15,831
FLC PID(2)	384,991	29,13

Para o seguimento de uma trajetória sinusoidal com frequência de 1 Hz é possível verificar que são os controladores NPID e o FLC PID(1) os que apresentam melhores desempenhos, sendo que o primeiro apresenta o MSE mais baixo, de $69,936 \text{ mm}^2$, e o segundo manteve o erro de seguimento de trajetória sempre inferior a 15,821 mm. Em relação ao FLC PID(2), foi o controlador com o menor desempenho, com MSE e ESM demasiado elevados.

6.4 Rotação Tíbia

Para o eixo RT são apresentados os resultados de resposta a vários degraus nas figuras 6.33, 6.34 e 6.35, e na tabela 6.10, e os resultados da resposta a uma trajetória sinusoidal com frequência de 0,5 Hz nas figuras 6.36, 6.37 e 6.38, e na tabela 6.11. Os ensaios para este eixo foram feitos sem carga e com os restantes eixos imóveis.

6.4.1 Resposta ao degrau

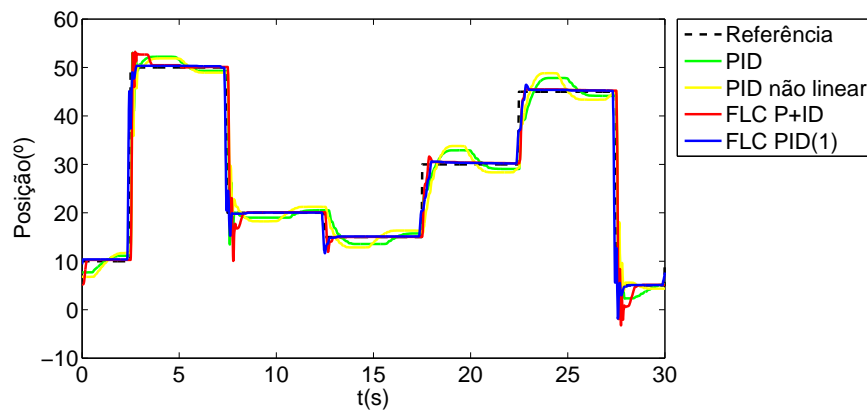


Figura 6.33: Resposta aos degraus $10 \rightarrow 50 \rightarrow 20 \rightarrow 15 \rightarrow 30 \rightarrow 45 \rightarrow 5$ ($^{\circ}$) no eixo RT.

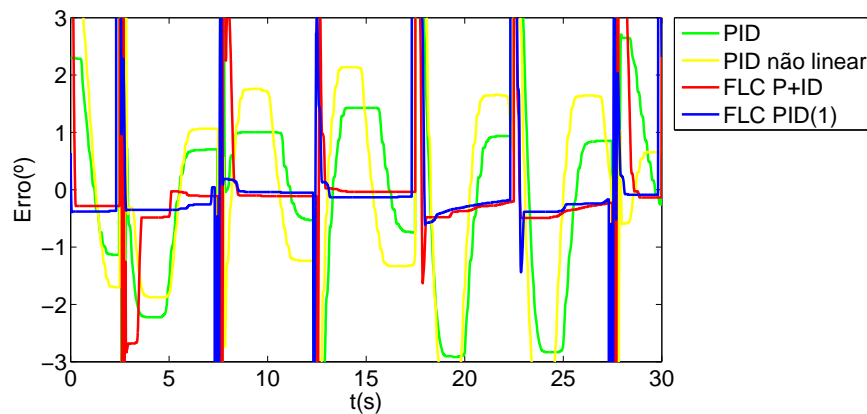


Figura 6.34: Erro da resposta aos degraus $10 \rightarrow 50 \rightarrow 20 \rightarrow 15 \rightarrow 30 \rightarrow 45 \rightarrow 5$ ($^{\circ}$) no eixo RT.

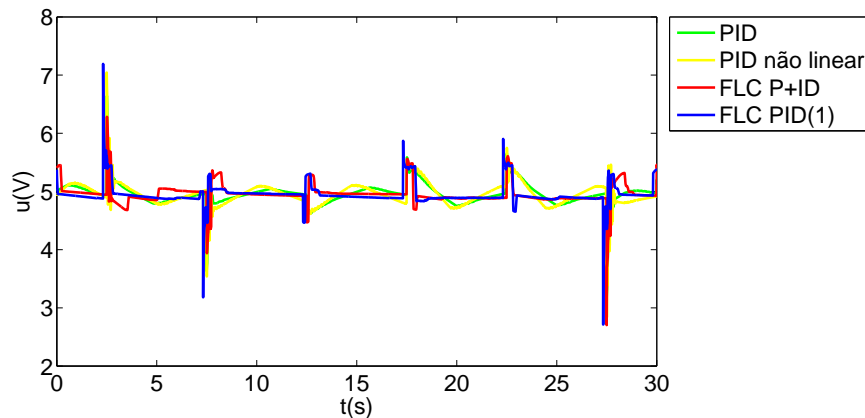


Figura 6.35: Saída dos controladores na resposta aos degraus $10 \rightarrow 50 \rightarrow 20 \rightarrow 15 \rightarrow 30 \rightarrow 45 \rightarrow 5$ ($^{\circ}$) no eixo RT.

Tabela 6.10: Resultados experimentais da resposta ao degrau no eixo RT.

Controlador	MSE ($^{\circ 2}$)	MO (%)	MEE ($^{\circ}$)	mEE ($^{\circ}$)
PID	11,361	14,15	0,936	0,256
NPID	13,867	19,15	1,700	0,656
FLC P+ID	8,937	33,33	0,284	0,036
FLC PID(1)	12,714	27,88	0,368	0,040

Nos resultados experimentais da resposta a vários degraus no eixo RT, é possível verificar que o controlador que, no geral, apresenta melhor desempenho é o FLC P+ID que, no entanto, juntamente com o FLC PID(1), apresenta um *overshoot* muito elevado quando existe uma diminuição no valor da posição de referência. Utilizando o FLC P+ID foi possível obter um erro mínimo em regime estacionário de 0.0036° . Os controladores difusos também obtiveram um tempo de resposta mais baixo que o PID linear e não linear. Verificou-se alguma dificuldade por parte dos controladores PID e NPID em entrar em regime estacionário, implicando que os erros em regime estacionário utilizando estes controladores fossem elevados.

6.4.2 Seguimento de uma trajetória sinusoidal

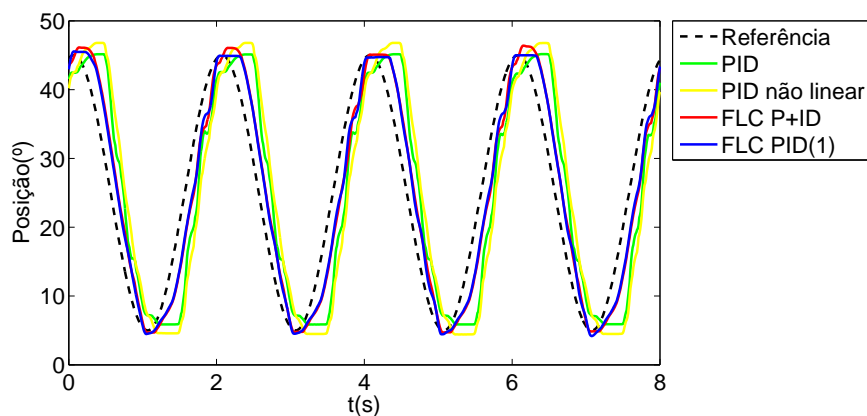


Figura 6.36: Resposta ao seguimento de uma trajetória sinusoidal com amplitude de 20° , *offset* de 25° e frequência de $0,5$ Hz no eixo RT.

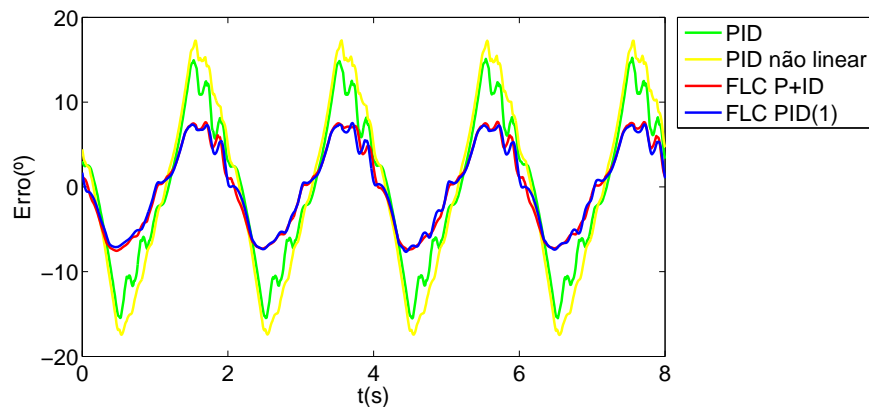


Figura 6.37: Erro da resposta ao seguimento de uma trajetória sinusoidal com amplitude de 20° , *offset* de 25° e frequência de 0,5 Hz no eixo RT.

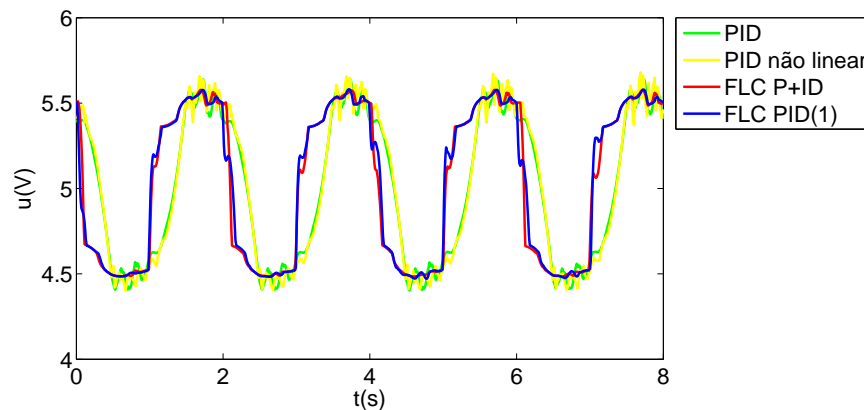


Figura 6.38: Saída dos controladores na resposta ao seguimento de uma trajetória sinusoidal com amplitude de 20° , *offset* de 25° e frequência de 0,5 Hz no eixo RT.

Tabela 6.11: Resultados experimentais da resposta ao seguimento de uma trajetória sinusoidal com frequência de 0,5 Hz no eixo RT.

Controlador	MSE ($^\circ^2$)	ESM ($^\circ$)
PID	68,842	15,52
NPID	113,897	17,471
FLC P+ID	26,272	7,683
FLC PID(1)	24,004	7,667

Os resultados do seguimento de uma trajetória sinusoidal no eixo RT mostra um desempenho claramente superior por parte dos controladores difusos, em que tanto o FLC P+ID como o FLC PID(1) conseguem manter o erro de seguimento de trajetória menor que $7,7^\circ$.

6.5 Translação Horizontal Anterior-Posterior

Nos ensaios à fadiga, será solicitado ao eixo THAP a resposta a um degrau. Por essa razão são apresentados os resultados de resposta a vários degraus nas figuras 6.39, 6.40 e 6.41, e na tabela 6.12. São também apresentados, os resultados da resposta a uma trajetória sinusoidal de frequência 0,5 Hz nas figuras 6.42, 6.43 e 6.44, e na tabela 6.13. Os ensaios para este eixo

foram feitos sem carga e com os restantes eixos imóveis.

6.5.1 Resposta ao degrau

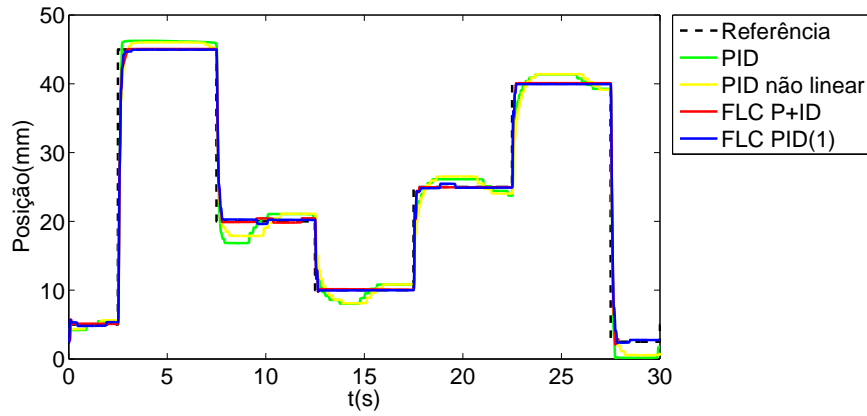


Figura 6.39: Resposta aos degraus 5 \rightarrow 45 \rightarrow 20 \rightarrow 10 \rightarrow 25 \rightarrow 40 \rightarrow 2,5 (mm) no THAP.

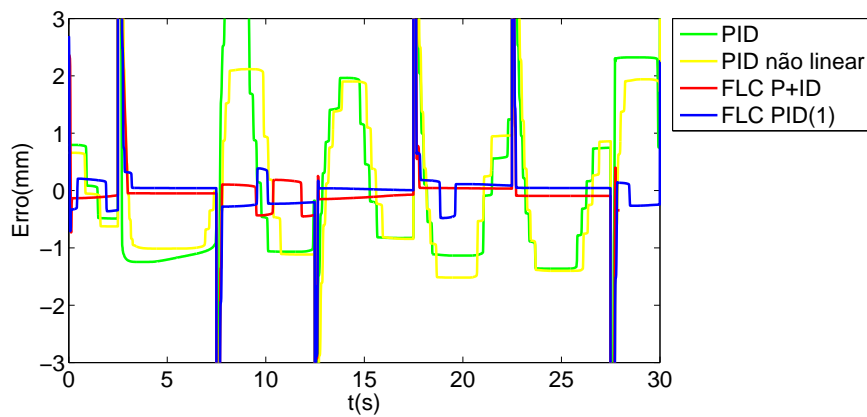


Figura 6.40: Erro da resposta aos degraus 5 \rightarrow 45 \rightarrow 20 \rightarrow 10 \rightarrow 25 \rightarrow 40 \rightarrow 2,5 (mm) no THAP.

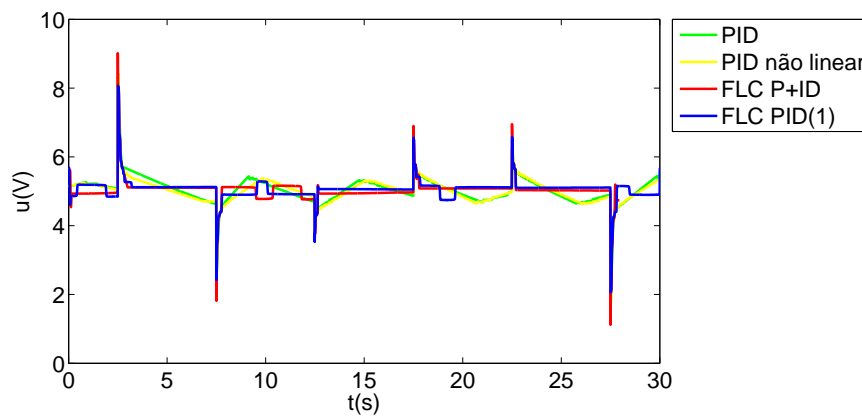


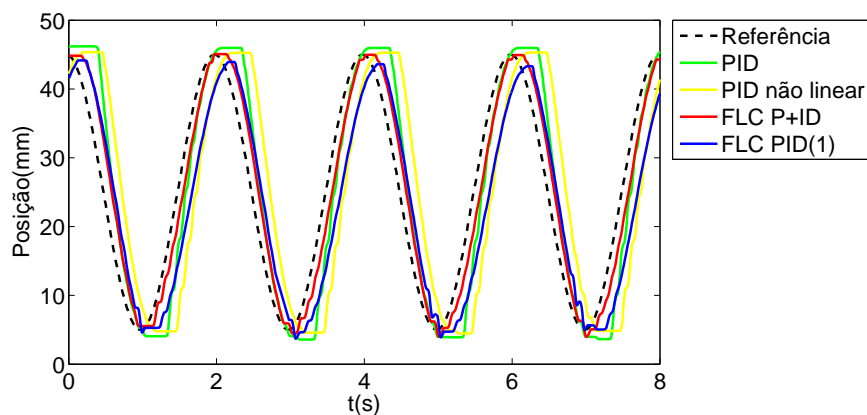
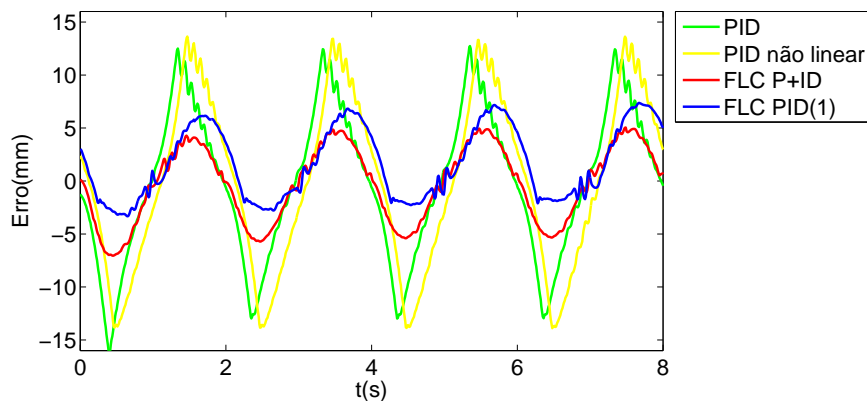
Figura 6.41: Saída dos controladores resposta aos degraus 5 \rightarrow 45 \rightarrow 20 \rightarrow 10 \rightarrow 25 \rightarrow 40 \rightarrow 2,5 (mm) no THAP.

Tabela 6.12: Resultados experimentais da resposta ao degrau no eixo THAP.

Controlador	MSE (mm^2)	MO (%)	MEE (mm)	mEE (μm)
PID	11,949	12,64	2,829	488
NPID	12,121	19,01	1,724	356
FLC P+ID	9,371	3,20	0,435	33
FLC PID(1)	9,674	1,72	0,343	6

Nos resultados experimentais da resposta a vários degraus no eixo THAP, é possível verificar que são os controladores difusos que têm um melhor desempenho. Em relação ao tempo de resposta, este é bastante semelhante entre os vários controladores. No entanto, o tempo de estabelecimento do PID e do NPID é muito elevado quando comparado com o tempo de estabelecimento dos controladores difusos, implicando que o MSE do PID e NPID seja maior que o do FLC P+ID e do FLC PID(1). Verifica-se a quase inexistência de *overshoot* utilizando os controladores difusos. Na resposta a um dos degraus, utilizando o FLC PID(1), foi possível chegar-se a um mEE de 6 μm .

6.5.2 Seguimento de uma trajetória sinusoidal

Figura 6.42: Resposta ao seguimento de uma trajetória sinusoidal com amplitude de 20 mm, *offset* de 25 mm, frequência de 0,5 Hz no eixo THAP.Figura 6.43: Erro da resposta ao seguimento de uma trajetória sinusoidal com amplitude de 20 mm, *offset* de 25 mm, frequência de 0,5 Hz no eixo THAP.

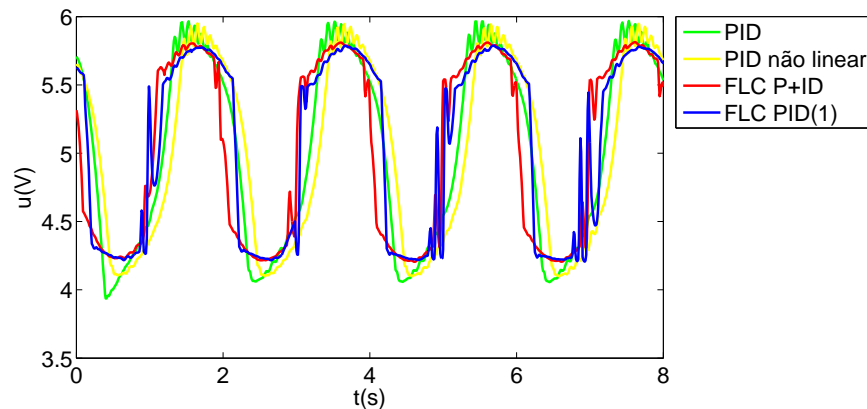


Figura 6.44: Saída dos controladores na resposta ao seguimento de uma trajetória sinusoidal com amplitude de 20 mm, *offset* de 25 mm, frequência de 0,5 Hz no eixo THAP.

Tabela 6.13: Resultados experimentais da resposta ao seguimento de uma trajetória sinusoidal com frequência de 0,5 Hz no eixo THAP.

Controlador	MSE (mm^2)	ESM (mm)
PID	48,754	16,271
NPID	63,482	13,891
FLC P+ID	12,713	7,053
FLC PID(1)	13,713	7,478

Os resultado do seguimento de uma trajetória sinusoidal no eixo THAP mostra um desempenho claramente superior por parte dos controladores difusos. O controlador FLC P+ID foi o que obteve melhores desempenhos, conseguindo que o erro de seguimento de trajetória se situasse a baixo dos 7,053 mm.

6.6 Translação Horizontal Medio-Lateral

Nos ensaios à fadiga será solicitado ao eixo THML a resposta a um degrau. Por essa razão são apresentados os resultados de resposta a vários degraus na figuras 6.45, 6.46 e 6.47, e na tabela 6.14. São também apresentados os resultados da resposta a uma trajetória sinusoidal de frequência 0,5 Hz, nas figuras 6.48, 6.49 e 6.50, e na tabela 6.15. Os ensaios para este eixo foram feitos sem carga e com os restantes eixos imóveis.

6.6.1 Resposta ao degrau

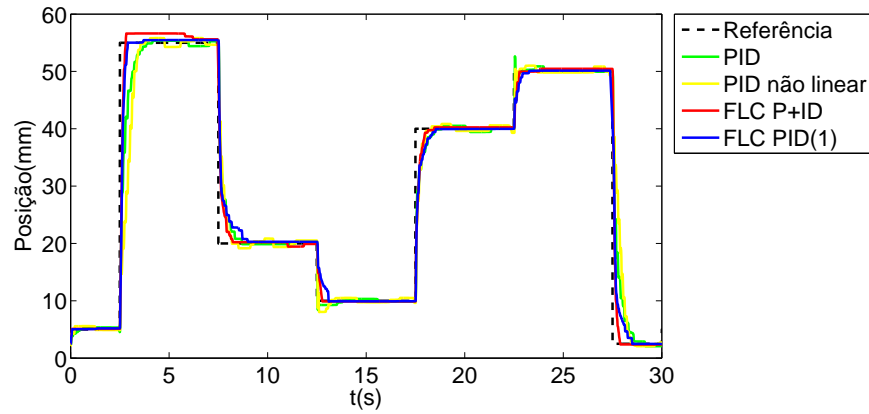


Figura 6.45: Resposta aos degraus $5 \rightarrow 55 \rightarrow 20 \rightarrow 10 \rightarrow 40 \rightarrow 50 \rightarrow 2,5$ (mm) no THML.

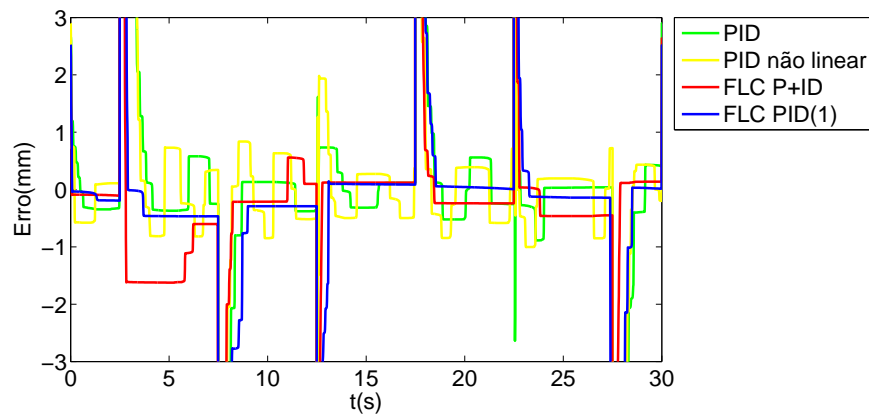


Figura 6.46: Erro da resposta aos degraus $5 \rightarrow 55 \rightarrow 20 \rightarrow 10 \rightarrow 40 \rightarrow 50 \rightarrow 2,5$ (mm) no THML.

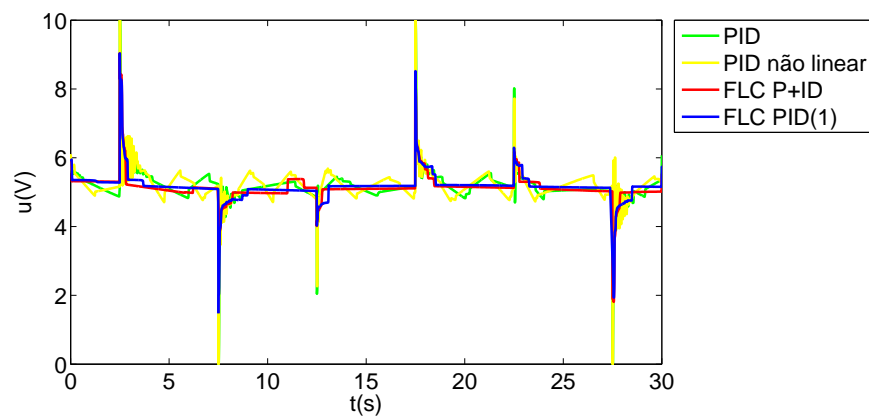


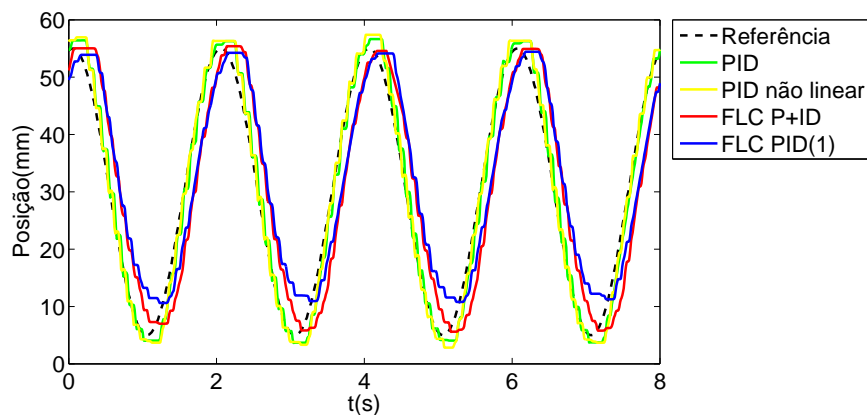
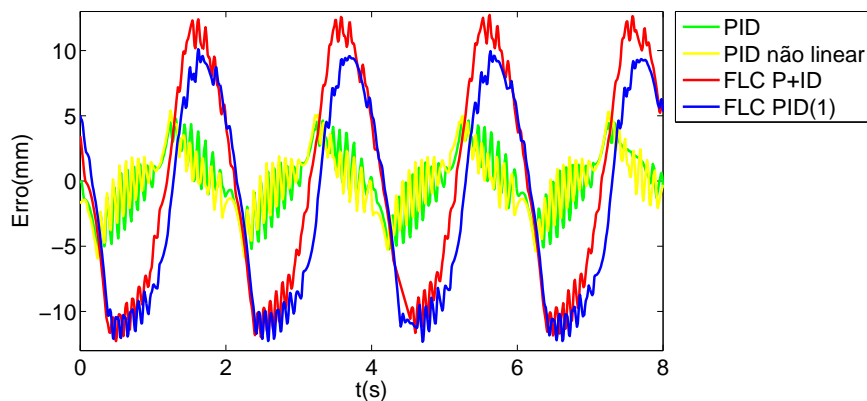
Figura 6.47: Saída dos controladores na resposta aos degraus $5 \rightarrow 55 \rightarrow 20 \rightarrow 10 \rightarrow 40 \rightarrow 50 \rightarrow 2,5$ (mm) no THML.

Tabela 6.14: Resultados experimentais da resposta ao degrau no eixo THML.

Controlador	MSE (mm ²)	MO (%)	MEE (μ m)	mEE (μ m)
PID	30,540	26,40	406	38
NPID	49,981	19,30	711	109
FLC P+ID	19,590	3,24	601	106
FLC PID(1)	19,875	0,94	467	6

Nos resultado experimentais da resposta a vários degraus no eixo THML é possível verificar que são os controladores difusos que têm um melhor desempenho quando comparados com o PID linear e não linear. A resposta ao degrau dos controladores difusos é ligeiramente mais rápida e verifica-se a quase inexistência de *overshoot* utilizando estes controladores. Em relação ao erro mínimo em regime estacionário, todos os controladores obtiveram desempenhos semelhantes, sendo que o melhor foi o FLC PID(1) com um mEE de 6 μ m. No entanto, na grande maioria dos degraus, o FLC P+ID e o FLC PID(1) obtiveram um erro em regime estacionário a rondar os 150 μ m, enquanto que para o PID e o NPID o erro em regime estacionário foi quase sempre superior aos 300 μ m.

6.6.2 Seguimento de uma trajetória sinusoidal

Figura 6.48: Resposta ao seguimento de uma trajetória sinusoidal com amplitude 25 (mm), *offset* de 30 mm e frequência de 1Hz no eixo THML.Figura 6.49: Erro da resposta ao seguimento de uma trajetória sinusoidal com amplitude 25 (mm), *offset* de 30 mm e frequência de 1Hz no eixo THML.

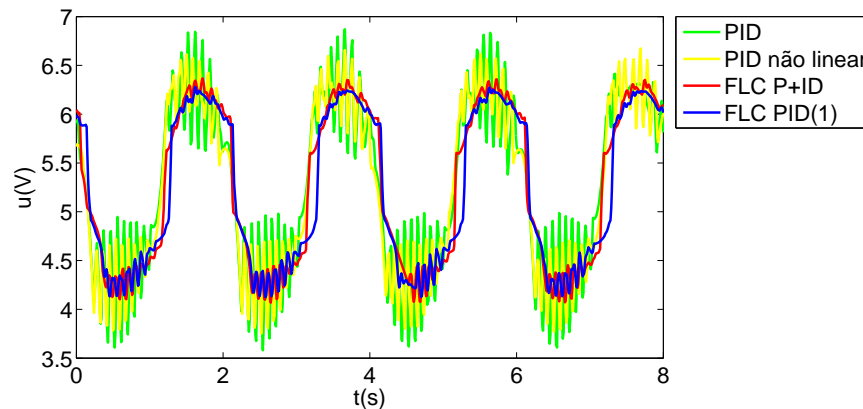


Figura 6.50: Saída dos controladores na resposta ao seguimento de uma trajetória sinusoidal com amplitude 25 (mm), *offset* de 30 mm e frequência de 1Hz no eixo THML.

Tabela 6.15: Resultados experimentais da resposta ao seguimento de uma trajetória sinusoidal com frequência de 1 Hz no eixo THML.

Controlador	MSE (mm^2)	ESM (mm)
PID	6,100	5,583
NPID	5,662	5,954
FLC P+ID	64,723	12,733
FLC PID(1)	61,884	12,336

Os resultados experimentais do seguimento de uma trajetória sinusoidal no eixo THML mostram um menor desempenho dos controladores difusos comparativamente ao PID linear e não linear. O PID foi mesmo o controlador que obteve menor ESM, com 5,583 mm, enquanto que o NPID obteve o menor MSE, com 5,662 mm^2 .

6.7 Resultados experimentais dos ensaios com o modelo da articulação patelo-femural

Nos ensaios com o modelo da articulação patelo-femural os eixos RT, THML e THAP não foram utilizados devido à incapacidade do modelo para realizar movimentos de rotação. Por esta razão, apenas foi utilizado o eixo FMQ para simular os movimento de flexão e extensão da articulação patelo-femural e o eixo TFVQ para simular o peso de um corpo, que nos ensaios realizados, no entanto, nunca foi maior que 500 N por razões de segurança e mecânicas do modelo da articulação patelo-femural. No controlo de posição do eixo FMQ foi utilizado um FLC P com ganho $K_p = 6$. O controlador de força utilizado no eixo TFVQ foi o PI, com $K_p = 0,02$ e $T_i = 0,1$. A frequência de aquisição de dados foi de 100 Hz.

6.7.1 Ensaio 1

Neste primeiro ensaio, no eixo FMQ, foi seguida uma trajetória sinusoidal com amplitude de 25 mm, *offset* de 85 mm e período de 1,5 s. Os resultados do seguimento de uma trajetória sinusoidal estão representados na figura 6.51, o erro de seguimento da trajetória é apresentado na figura 6.52, a saída do controlador é apresentada na figura 6.53 e na tabela 6.16 estão

indicados o MSE e o ESM obtidos no seguimento da trajetória sinusoidal. Na figura 6.54, está indicado o valor de força lido pelo transdutor de força implementado no eixo FMQ, que indica a força que seria exercida na patela durante os movimentos de flexão e extensão da articulação patelo-femural.

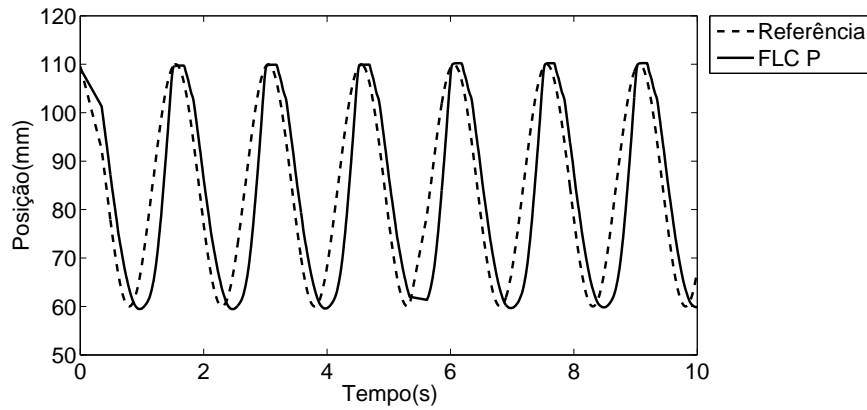


Figura 6.51: Resposta ao seguimento de uma trajetória sinusoidal de amplitude 25 mm, *offset* 85 mm e período de 1,5 s no eixo FMQ.

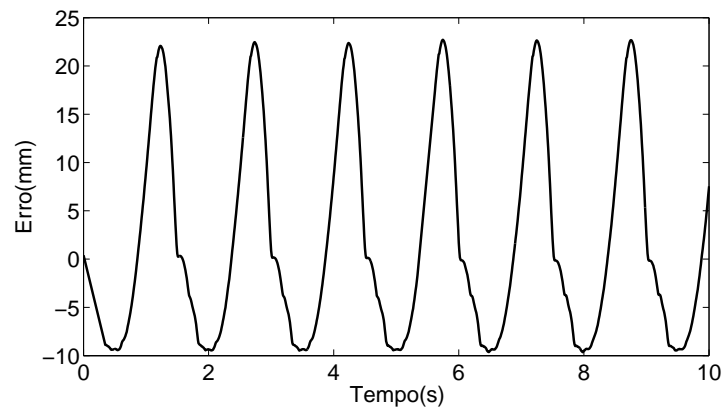


Figura 6.52: Erro da resposta ao seguimento de uma trajetória sinusoidal de amplitude 25 mm, *offset* 85 mm e período de 1,5 s no eixo FMQ.

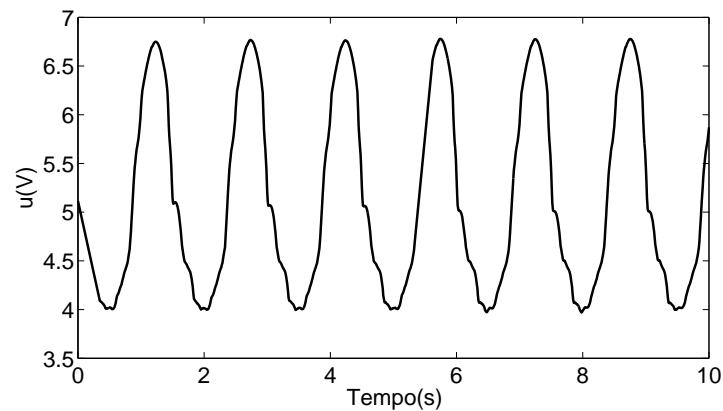


Figura 6.53: Saída do controlador FLC P na resposta ao seguimento de uma trajetória sinusoidal de amplitude 25 mm, *offset* 85 mm e período de 1,5 s no eixo FMQ.

Tabela 6.16: Resultados experimentais da resposta ao seguimento de uma trajetória sinusoidal com frequência de 1,5 s no eixo FMQ.

MSE	121,839 mm^2
ESM	22,982 mm

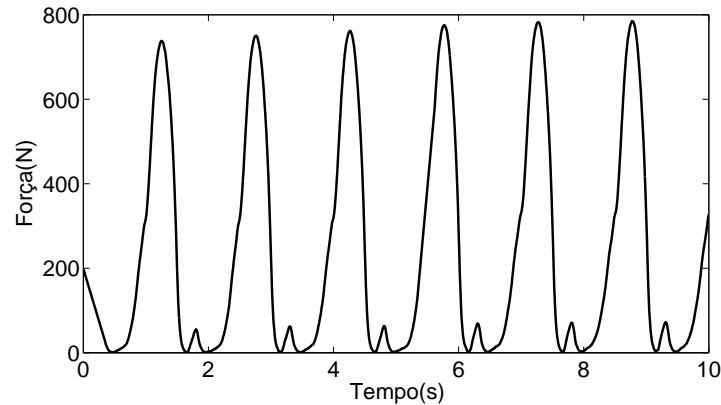


Figura 6.54: Força lida pela transdutor de força presente no eixo FMQ durante o ensaio 1 com o modelo da articulação patelo-femural.

No eixo TFVQ foi utilizado o controlo de força em que se pretendia uma força constante de 80 N. O controlador de força utilizado no eixo TFVQ foi implementado no controlador de tempo-real. Os resultados da resposta ao degrau são indicados na figura 6.55, o erro da resposta ao degrau é indicado na figura 6.56 e saída do controlador é apresentada na figura 6.57. A posição do eixo TFVQ é também alterada durante os ensaios, tal como está indicado na figura 6.58.

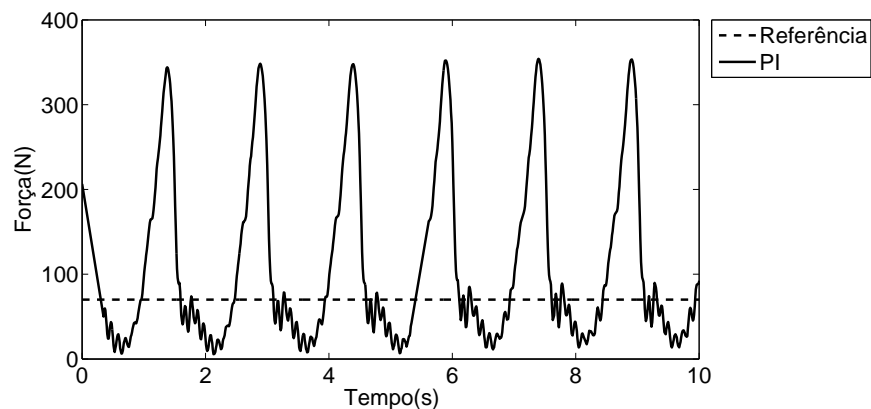


Figura 6.55: Seguimento de um sinal constante de 80 N no eixo TFVQ.

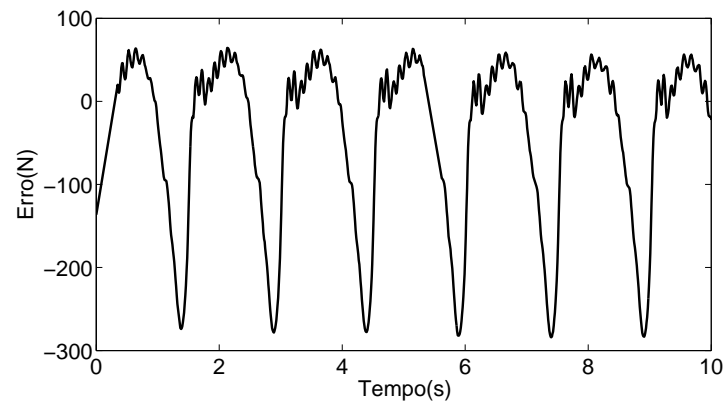


Figura 6.56: Erro de seguimento de um sinal constante de 80 N no eixo TFVQ.

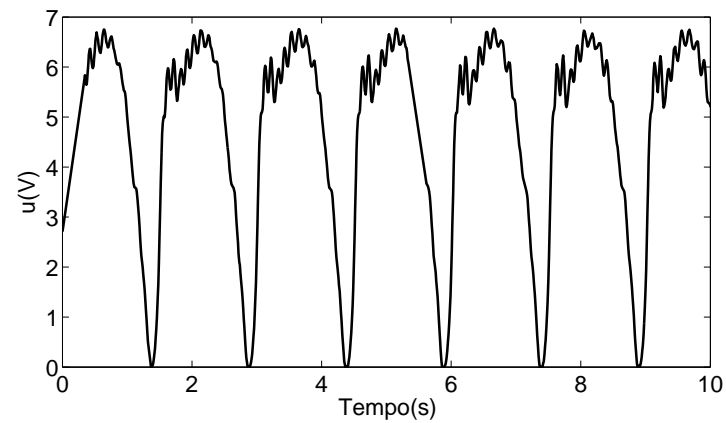


Figura 6.57: Saída do controlador PI no seguimento de um sinal constante de 80 N no eixo TFVQ.

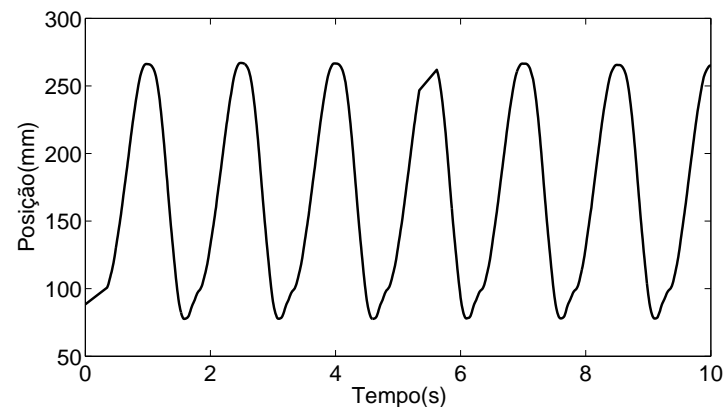


Figura 6.58: Posição do eixo TFVQ durante o ensaio 1 com o modelo da articulação patelo-femural.

6.7.2 Ensaio 2

No eixo FMQ foi seguida uma trajetória sinusoidal com amplitude de 10 mm, *offset* de 70 mm e período de 3 s. Os resultados do seguimento de uma trajetória sinusoidal estão representados na figura 6.59, o erro de seguimento da trajetória é apresentado na figura 6.60, a saída do controlador é apresentada na figura 6.61 e na tabela 6.17 estão indicados o MSE e o ESM obtidos no seguimento da trajetória sinusoidal. Na figura 6.62 está indicado o valor de força lido pelo transdutor de força implementado no eixo FMQ.

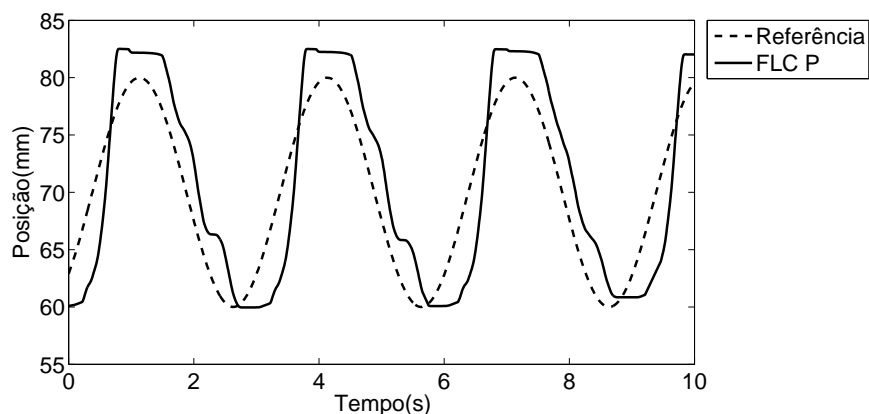


Figura 6.59: Resposta ao seguimento de uma trajetória sinusoidal de amplitude 10 mm, *offset* 70 mm e período de 3 s no eixo FMQ.

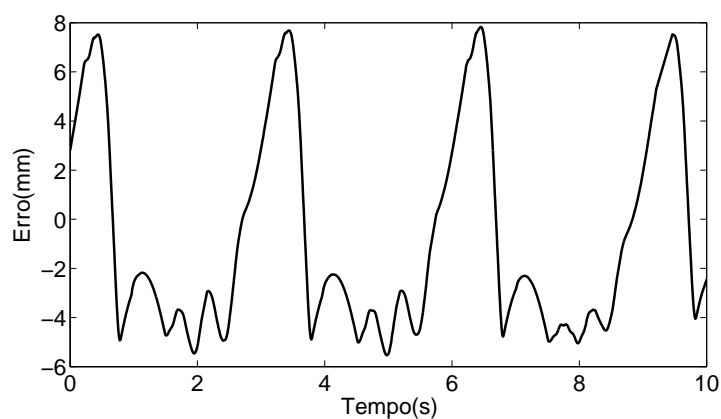


Figura 6.60: Erro da resposta ao seguimento de uma trajetória sinusoidal de amplitude 10 mm, *offset* 70 mm e período de 3 s no eixo FMQ.

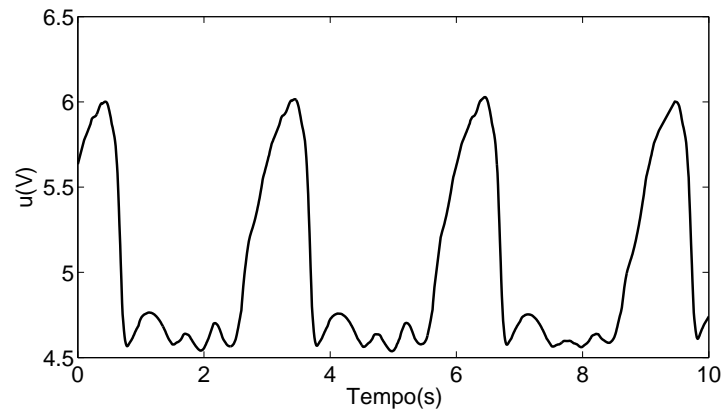


Figura 6.61: Saída do controlador FLC P na resposta ao seguimento de uma trajetória sinusoidal de amplitude 10 mm, *offset* 70 mm e período de 3 s no eixo FMQ.

Tabela 6.17: Resultados experimentais da resposta ao seguimento de uma trajetória sinusoidal com frequência de 3 s no eixo FMQ.

MSE	18,134 mm ²
ESM	7,829 mm

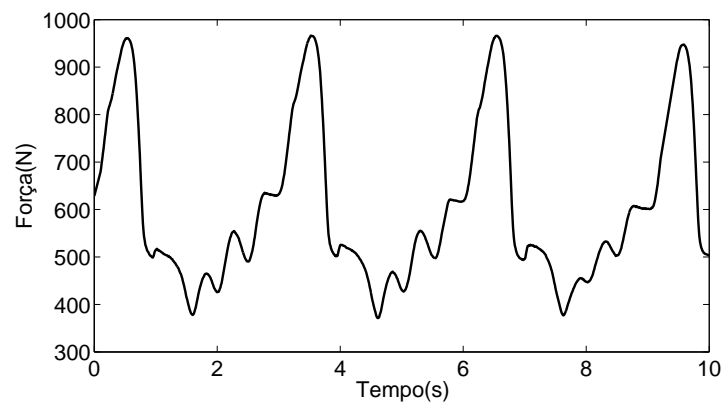


Figura 6.62: Força lida pela transdutor de força presente no eixo FMQ durante os ensaio 2 com o modelo da articulação patelo-femural.

Neste segundo ensaio, no eixo TFVQ, foi requerida uma força de 300 N. O controlador de força utilizado no eixo TFVQ foi implementado no controlador de tempo-real. Os resultados da resposta ao degrau são indicados na figura 6.63, o erro da resposta ao degrau é indicado na figura 6.64 e saída do controlador é apresentada na figura 6.65. A posição do eixo TFVQ é também alterada durante os ensaios tal como está indicado na figura 6.66.

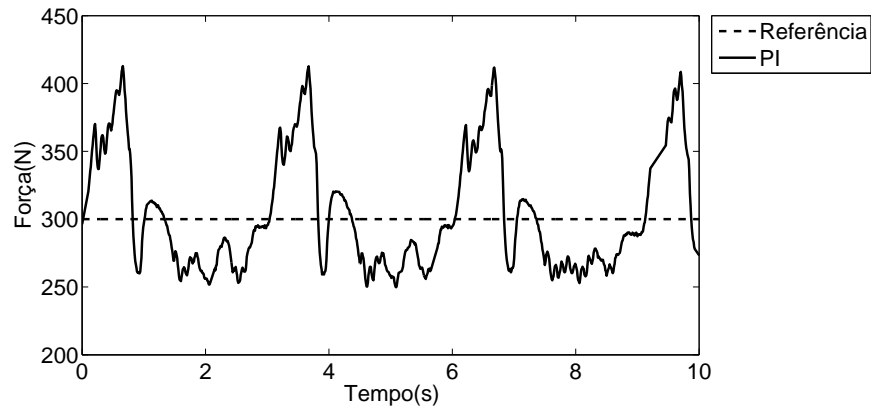


Figura 6.63: Seguimento de um sinal constante de 300 N no eixo TFVQ.

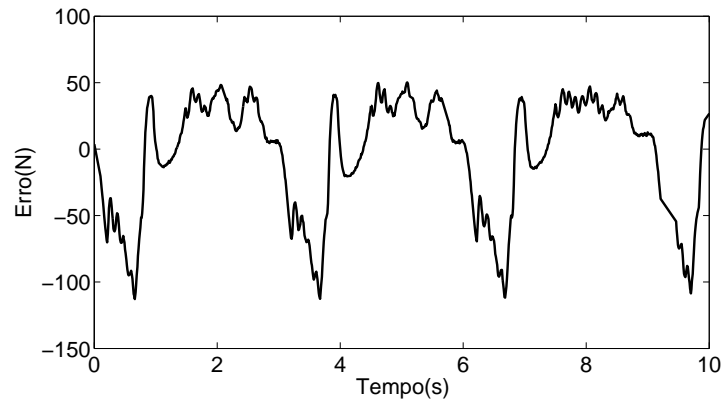


Figura 6.64: Erro de seguimento de um sinal constante de 300 N no eixo TFVQ.

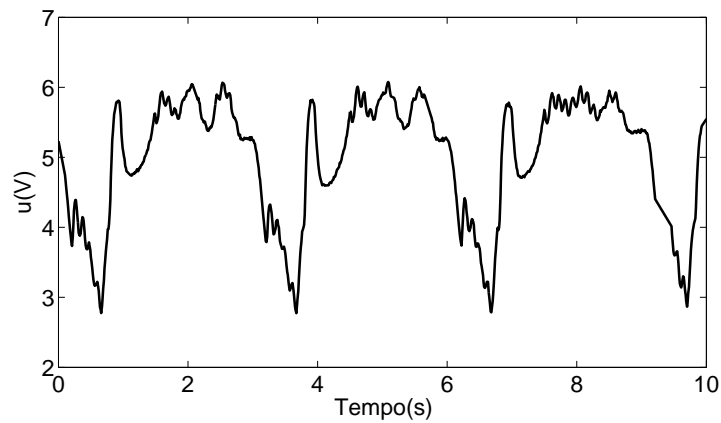


Figura 6.65: Saída do controlador PI no seguimento de um sinal constante de 300 N no eixo TFVQ.

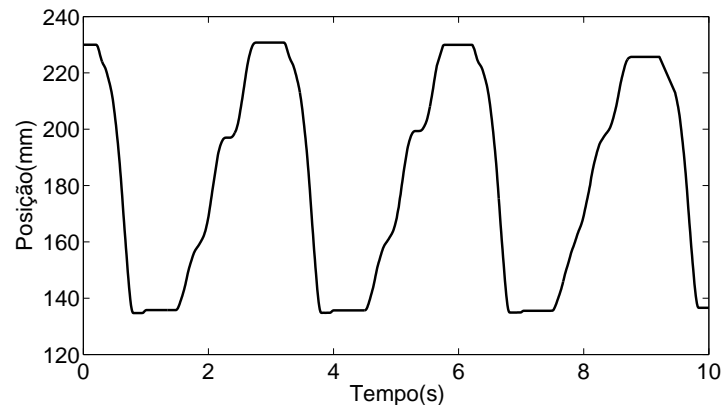


Figura 6.66: Posição do eixo TFVQ durante o ensaio 2 com o modelo da articulação patelo-femural.

6.7.3 Discussão dos resultados dos ensaios com o modelo da articulação patelo-femural

Nos resultados do seguimento de um sinal de força constante no eixo TFVQ é possível verificar, em ambos os ensaios (figuras 6.55 e 6.63), uma grande variação da força em torno do valor de força pretendido. As principais causas desta situação são as variações de carga a que o cilindro do eixo TFVQ está sujeito em consequência dos movimentos do eixo FMQ, que consequentemente, devido ao modelo patelo-femural (figura 4.17), provoca a movimentação do eixo TFVQ implicando as elevadas variações na carga do cilindro do eixo TFVQ.

Um dos problemas constatados durante os ensaios foi a insuficiência na pressão de alimentação de ar comprimido, existindo uma descida de cerca 2 bar quando a necessidade de ar comprimido é mais elevada. A servoválvula utilizada é reguladora de caudal. No entanto, para a obtenção de melhores resultados no controlo de força, uma servoválvula reguladora de pressão seria a mais indicada.

No eixo FMQ é possível verificar, nas figura 6.51 e 6.59, alguma dificuldade de movimento no sentido positivo da trajetória, que corresponde à extensão do modelo patelo-femural. Este facto deve-se à dificuldade deste eixo em vencer, num momento inicial, a força que o eixo TFVQ se encontra exercer quando existe troca nos sentido do movimento da trajetória sinusoidal. Por esta razão, quanto maior a força do eixo TFVQ mais dificuldade existirá no controlo de posição do eixo FMQ durante os ensaios com o modelo patelo-femural.

Capítulo 7

Conclusões e trabalhos futuros

7.1 Principais contribuições e conclusões do trabalho

O trabalho apresentado nesta dissertação descreve o desenvolvimento de uma plataforma de software distribuída de monitorização, controlo e aquisição de dados de uma máquina de ensaios servopneumática. A plataforma de software desenvolvida apresenta uma fácil interação com o utilizador, permite a atualização dos controladores e dos seus parâmetros de controlo e a escolha do controlador pretendido, mesmo durante os ensaios. O facto da plataforma de software ser distribuída em três camadas (FPGA, controlador de tempo-real e Windows PC), permitiu a execução de algoritmos de controlo em hardware distintos, mais especificamente no FPGA e no controlador de tempo-real.

Um dos principais objetivos deste trabalho, para além do desenvolvimento da plataforma de software, era o desenvolvimento de algoritmos de controlo que superassem os tradicionais controladores PID. Para isso foram adotados os controladores baseados em lógica difusa. Após terem sido implementados no total cinco controladores no controlador de tempo-real, um PID, um NPID e três baseados em lógica difusa, e dois controladores no FPGA, em que um era PID e o outro baseado em lógica difusa, foi possível extrair conclusões sobre o desempenho de cada um deles. Verificou-se, na grande maioria das experiências, um melhor desempenho dos controladores difusos quando comparados com o PID, tanto no seguimento de trajetórias sinusoidais e triangulares como na resposta a sinais em degrau. A exceção é mesmo o seguimento de uma trajetória sinusoidal no eixo THML, onde os controladores difusos apresentaram desempenhos insatisfatórios.

Apesar de ter sido relativamente fácil desenvolver os controladores FLC SISO, o mesmo não se pode afirmar do desenvolvimento do controlador FLC MISO. Criar as funções de pertença representativas do estado da velocidade através de experiências *author-of-this-thesis in-a-loop* foi extremamente complicado e trabalhoso.

Os melhores resultados no controlo de posição, tanto no seguimento de trajetórias em degrau com no seguimento de trajetórias sinusoidais, foram obtidas no eixo FMQ. Neste eixo, na resposta a uma trajetória em degrau, utilizando o FLC PID(1), foi possível alcançar erros em regime estacionários sempre menores que $53 \mu\text{m}$ e utilizando o FLC P+ID foi conseguido um mEE de $4 \mu\text{m}$. No eixo RT, na resposta ao degrau, enquanto que o PID nunca conseguiu um erro em regime estacionário menor que $0,256^\circ$, utilizando o FLC P+ID, o erro em regime estacionário situou-se sempre entre $0,284^\circ$ e $0,036^\circ$. No seguimento de trajetórias sinusoidais com frequência de $0,5 \text{ Hz}$, no eixo FMQ, verificou-se que foi o NPID que obteve o menor

erro quadrático médio. No entanto, o erro máximo de seguimento de trajetória com este controlador foi de 3,239 mm, enquanto que utilizando o FLC PID(1), o erro máximo de seguimento de trajetória foi de apenas 1,990 mm. De resto, na grande maioria dos casos, para o seguimento de trajetórias sinusoidais, foi o FLC PID(1) que apresentou o menor erro máximo de seguimento de trajetória.

Em relação ao controlo de força implementado no controlador de tempo-real do eixo TFVQ, também aqui se verificou um melhor desempenho por parte dos controladores difusos. Na resposta a uma trajetória em degrau, obtiveram-se erros em regime estacionário sempre inferiores a 8 N utilizando o FLC P+ID e no seguimento de trajetórias sinusoidais, utilizando o FLC PID(1) foi possível manter o erro de seguimento de trajetória sempre inferior a 169,2 N, enquanto que, por exemplo, utilizando o PID, o erro de seguimento de trajetória máximo foi de 391,0 N.

Os desempenhos dos controladores de força no FPGA não foram tão bons quanto os dos controladores implementados no controlador de tempo-real. As dificuldades na parametrização do controlador PID foi uma das causas para um pior desempenho deste quando comparado com o controlador PID implementado no controlador de tempo-real. Em relação ao FLC P implementado no FPGA, o seu desempenho, apesar de ser inferior aos do FLC P+ID e FLC PID(1) implementados no controlador de tempo-real, foi bastante aceitável pois, apesar das ações integral e derivativa serem inexistentes neste controlador, foram obtidos melhores desempenhos que os controladores PID e NPID implementados no controlador de tempo-real no seguimento de trajetória sinusoidais com as mesma amplitude e frequência. Utilizando o FLC P foi possível manter o erro de seguimento de trajetória inferior a 283 N. Na resposta ao degrau, a não existência da componente integral no FLC P, fez com que o erro em regime estacionário nunca fosse menor que 5 N.

7.2 Trabalhos futuros

Os problemas verificados nas servoválvulas foram uma das principais causas da não obtenção de melhores desempenhos dos controladores. O facto destas, apesar de receberem um sinal elétrico constante com a pressão nos orifícios ser praticamente igual, não conseguirem fornecer um caudal constante de ar, tornou o controlo de alguns eixos muito complicado. Os eixos THML e THAP são os eixos onde este problema com as servoválvulas foi mais evidente. Esta contrariedade foi talvez a não linearidade mais grave verificada neste trabalho. É necessária, portanto, verificar o estado de alguns dos constituintes das servoválvulas, tais como os filtros, as tubagens entre as servoválvulas e os cilindros e a parte eléctrica.

Além da distância a que está a fonte pneumática, que se encontra a cerca de 15 metros da máquina servopneumática, existem mais duas máquinas de ensaios servopneumáticas no laboratório de biomecânica, além da utilizada nesta dissertação. Ambas as situações provocam quebras de ar na rede pneumática. Para diminuir este problema é sugerida a instalação de um reservatório de ar de cerca de 20 litros no laboratório de biomecânica.

O FLC PD do controlador FLC PID(2) tem de ser melhorado de modo a melhorar o desempenho do controlador no seguimento de trajetórias sinusoidais, principalmente quando as frequências são elevadas. É também proposto o desenvolvimento de algoritmos de controlo mais complexos com mecanismo de aprendizagem e ajuste automático dos parâmetros, pois os ensaios de fadiga serão prolongadas, levando a alterações significativas das variáveis do sistema.

Apenas foi testado um controlar PID e um FLC P no FPGA. No entanto, apesar das dificuldades na implementação de controladores no FPGA, sugere-se uma exploração mais aprofundada das potencialidades deste hardware no processamento de algoritmos de controlo. É sugerido o aumento da LUT que contém o sistema de inferência do FLC P implementado no FPGA de 100 para, por exemplo, 1000 pontos, de forma minimizar as oscilações no sinal de saída do controlador FLC P que ocorrem devido à saída da LUT implementada no FPGA ser um número inteiro.

O controlador de tempo-real deveria ter uma maior capacidade de processamento, pois verificou-se ser impossível realizar o controlo simultâneo dos vários eixos utilizando em todos eles controladores difusos. Verificou-se também ser impossível adquirir dados no controlador de tempo-real enquanto se controlava mais do que três eixos, por este não ter capacidade de processamento.

Revisão Bibliográfica

- [1] A. R. Loureiro, A. Completo, J. Simões, and P. Flores. Desenvolvimento de um dispositivo de ensaios para a prótese patelo-femoral com 6 graus de liberdade.
- [2] P. Beater. *Pneumatic drives: system design, modelling and control*. Springer, 2007.
- [3] J. E. Bobrow and B. W. Mcdonell. Modeling , Identification , and Control of a Pneumatic Actuated, Force Controllable Robot. *IEEE Transactions on Robotics*, 14(5):732–742, 1998.
- [4] J. Carneiro. *Modelação e controlo de actuadores pneumáticos utilizando redes neuronais artificiais*. Tese de doutoramento, Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto, 2007.
- [5] M. Taghizadeh, A. Ghaffari, and F. Najafi. Improving dynamic performances of PWM-driven servo-pneumatic systems via a novel pneumatic circuit. *ISA transactions*, 48(4):512–8, October 2009.
- [6] About.com Web Page. <http://inventors.about.com/od/pstartinventions/a/pneumatic.htm>. Acedido em: 25-02-2011.
- [7] eHow Web Page. http://www.ehow.com/about_5559098_history-pneumatic-tools.html. Acedido em 25-02-2011.
- [8] X. Gao and Z. J. Feng. Design study of an adaptive Fuzzy-PD controller for pneumatic servo system. *Control Engineering Practice*, 13(1):55–65, January 2005.
- [9] E. G. Papadopoulos and G. C. Chasparis. Analysis and Model-based Control of Servomechanisms with Friction. *Mechanical Engineering*, (Iros):1–6, 2002.
- [10] T. Hägglund. A friction compensator for pneumatic control valves. *Journal of Process Control*, 12:897–904, 2002.
- [11] A. Visioli. *Practical PID control*. Advances in industrial control. Springer, 2006.
- [12] K. M. Passino and S. Yurkovich. *Fuzzy control*. Addison-Wesley, 1998.
- [13] David Sellers. An Overview of Proportional plus Integral plus Derivative Control and Suggestions for Its Successful Application and Implementation. 2001.
- [14] A. O’Dwyer. *Handbook of PI and PID controller tuning rules*. Imperial College Press, 2009.

- [15] K. Tanaka and H.O. Wang. *Fuzzy control systems design and analysis: a linear matrix inequality approach*. Wiley-Interscience publication. Wiley, 2001.
- [16] M. Parnichkun and C. Ngaecharoenkul. Kinematics control of a pneumatic system by hybrid fuzzy PID. *Mechatronics*, 11(8):1001–1023, December 2001.
- [17] S. J Huang and H. W. Shieh. Motion control of a nonlinear pneumatic actuating table by using self-adaptation fuzzy controller. *2009 IEEE International Conference on Industrial Technology*, pages 1–6, February 2009.
- [18] S.W. Chan, J.H. Lilly, D.W. Repperger, and J.E. Berlin. Fuzzy PD+I learning control for a pneumatic muscle. *The 12th IEEE International Conference on Fuzzy Systems, 2003. FUZZ '03.*, pages 278–283.
- [19] L. Ruihua, S. Weixiang, and Y. Qingyu. Multi-region fuzzy tracking control for a pneumatic servo squeezing forces system. *Fifth World Congress on Intelligent Control and Automation (IEEE Cat. No.04EX788)*, pages 4504–4507, 2004.
- [20] M. Santos. *Controlo de um sistema servopneumático para ensaios de fadiga*. Dissertação de mestrado, Departamanto de Engenharia Mecânica da Universidade de Aveiro, 2009.
- [21] D. Rolo. *Monitorização e controlo de uma máquina de ensaios servo-pneumática*. Dissertação de mestrado, Departamanto de Engenharia Mecânica da Universidade de Aveiro, 2010.
- [22] S. Chillari, S. Guccione, and G. Muscat. An Experimental Comparison Between Several Pneumatic Position Control Methods. *Control*, 2001.
- [23] J. G. Ziegler and N. B. Nichols. Optimum Settings for Automatic Controllers. *Journal of Dynamic Systems, Measurement, and Control*, 115(2B):220 (3), 1993.
- [24] P. V. Overschee, C. Moons, W. V. Brempt, P. Vanvuchelen, and B. D. Moor. RaPID: The End of Heuristic PID Tuning. *Journal A*, 38(3):6–10, 1997.
- [25] Y. Li, K.H. Ang, and G. C. Y. Chong. PID Control System Analysis and Design. *IEEE Control Systems Magazine*, 26(1):32–41, 2007.
- [26] L. A. Zadeh. Fuzzy Sets. *Information and Control*, 8:338–353, 1965.
- [27] L. H. Zadeh. Is there a need for fuzzy logic? *Information Sciences*, 178(13):2751–2779, July 2008.
- [28] National Instruments. LabVIEW - PID and Fuzzy Logic Toolkit User Manual. 2009.
- [29] H. Duarte-Ramos. Controlo Difuso, Cadeira de Engenharia Sistemica (DEE/FCT/UNL).
- [30] A. Kandel and G. Langholz. *Fuzzy control systems*. CRC Press, 1994.
- [31] J.-S. R. Jang and N. Gulley. MATLAB Fuzzy Logic Toolbox - User's Guide. 2010.
- [32] E. H. Mamdani and S. Assilian. An experiment in linguistic synthesis with a fuzzy logic controller. *International Journal of Man-Machine Studies*, 7(1):1–13, 1975.

- [33] B. M. Mohan and J. M. Reddy. controller. *Electrical Engineering*, pages 620–625, 2010.
- [34] D. Ramot, M. Friedman, G. Langholz, and a. Kandel. Complex fuzzy logic. *IEEE Transactions on Fuzzy Systems*, 11(4):450–461, August 2003.
- [35] H. Seki and M. Mizumoto. On the Equivalence Conditions of Fuzzy Inference Methods : Part 1 , Basic Concept and Definition. 1(3):1–11, 2011.
- [36] T. Takagi and M. Sugeno. Fuzzy Identification of Systems and Its Applications to Modeling and Control. *IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics*, 15(1):116–132, 1985.
- [37] S. Shao. Typical Takagi-Sugeno and Mamdani Fuzzy Systems as Universal Approximators: Necessary Conditions and Comparison. *Biomedical Engineering*, pages 824–828, 1998.
- [38] FESTO. Manual das unidades de tratamento de ar comprimido séries MSB e MS. 2011.
- [39] FESTO. Manual da servoválvula proporcional MPYE-5-1/4-010-B. 2011.
- [40] FESTO. Manual da servoválvula proporcional MPYE-5-1.8-HF-010-B. 2011.
- [41] FESTO. Manual do cilindro pneumático DNC-80-600-PPV, 2011.
- [42] FESTO. Manual do cilindro pneumático ADN-100-150, 2011.
- [43] FESTO. Manual do cilindro pneumático ADN-80-80, 2011.
- [44] FESTO. Manual do cilindro pneumático ADN-25-60, 2011.
- [45] FAGOR. Manual dos encoders lineares. 2011.
- [46] SCANON. Manual dos transdutores de posição rotativos do tipo 2RMHF. 2011.
- [47] AEP. Manual do transdutor de força TC4.R5. 2011.
- [48] AEP. Manual do transdutor de força TCE.R4. 2011.
- [49] National Instruments. Manual do sistema integrado com controlador de tempo-real e chassi reconfigurável NI cRIO-9073. 2011.
- [50] National Instruments Web Page. <http://www.ni.com/compactrio/>. Acedido em 25-05-2011.
- [51] National Instruments. Manual dos módulos de entradas analógicas NI 9215. 2011.
- [52] National Instruments. Manual dos módulos de saída analógicas NI 9263. 2011.
- [53] National Instruments. Manual dos módulos de entradas digitais NI 9411. 2011.
- [54] National Instruments Web Page. <http://www.ni.com/fpga/>. Acedido em 03-06-2011.
- [55] OpenG.org Web Page. <http://wiki.openg.org/Oglib.lvzip>. Acedido em 23-09-2011.
- [56] National Instruments Web Page. <http://zone.ni.com/devzone/cda/tut/p/id/4679>. Acedido em 27-06-2011.

Apêndice A

Ficheiros **.fis* dos controladores de lógica difusa gerados no MATLAB

A.1 FLC P do controlador de posição do eixo TFVQ

```
[System]
Name='Fuzzy_TFVQ_position'
Type='mamdani'
Version=2.0
NumInputs=1
NumOutputs=1
NumRules=9
AndMethod='min'
OrMethod='max'
ImpMethod='min'
AggMethod='max'
DefuzzMethod='centroid'

[Input1]
Name='error'
Range=[-1 1]
NumMFs=9
MF1='-2': 'trimf', [-0.6 -0.3 -0.05]
MF2='-1': 'trimf', [-0.4 -0.1 0]
MF3='0': 'trimf', [-0.05 0 0.05]
MF4='+1': 'trimf', [0 0.1 0.4]
MF5='+2': 'trimf', [0.05 0.3 0.6]
MF6='-4': 'trapmf', [-2 -1 -0.8 -0.6]
MF7='+4': 'trapmf', [0.6 0.8 1 2]
MF8='-3': 'trimf', [-0.8 -0.6 -0.4]
MF9='+3': 'trimf', [0.4 0.6 0.8]
```

```
[Output1]
Name='output'
```

```

Range=[-1 1]
NumMFs=9
MF1='-4': 'trapmf', [-1.5 -1 -0.7 -0.5]
MF2='-2': 'trimf', [-0.5 -0.36 -0.24]
MF3='-1': 'trimf', [-0.36 -0.24 -0.05]
MF4='0': 'trimf', [-0.24 -0.03 0.18]
MF5='+1': 'trimf', [-0.03 0.18 0.28]
MF6='+2': 'trimf', [0.18 0.28 0.4]
MF7='+4': 'trapmf', [0.4 0.6 1 1.5]
MF8='-3': 'trimf', [-0.7 -0.5 -0.36]
MF9='+3': 'trimf', [0.28 0.4 0.6]

```

```

[Rules]
1, 2 (1) : 1
2, 3 (1) : 1
3, 4 (1) : 1
4, 5 (1) : 1
5, 6 (1) : 1
6, 1 (1) : 1
7, 7 (1) : 1
8, 8 (1) : 1
9, 9 (1) : 1

```

A.2 FLC P do controlador de força implementado no controlador de tempo-real do eixo TFVQ

```

[System]
Name='Fuzzy_TFVQ_force'
Type='mamdani'
Version=2.0
NumInputs=1
NumOutputs=1
NumRules=9
AndMethod='min'
OrMethod='max'
ImpMethod='min'
AggMethod='max'
DefuzzMethod='centroid'

```

```

[Input1]
Name='force'
Range=[-1 1]
NumMFs=9
MF1='-1': 'trimf', [-0.15 -0.05 -0.01]
MF2='0': 'trimf', [-0.02 0 0.02]

```

```
MF3='+1':trimf',[0.01 0.05 0.15]
MF4='-2':trimf',[-0.3 -0.15 -0.05]
MF5='+2':trimf',[0.05 0.15 0.3]
MF6='-4':trapmf',[-2.8 -1 -0.5 -0.3]
MF7='+4':trapmf',[0.3 0.5 1 2.75]
MF8='-3':trimf',[-0.5 -0.3 -0.15]
MF9='+3':trimf',[0.15 0.3 0.5]
```

[Output1]

Name='output'

Range=[-1 1]

NumMFs=9

MF1='-1':trimf',[-0.15 -0.13 -0.04]

MF2='0':trimf',[-0.05 -0.04 0.02]

MF3='+1':trimf',[-0.02 0.08 0.1]

MF4='-2':trimf',[-0.19 -0.16 -0.13]

MF5='+2':trimf',[0.08 0.1 0.14]

MF6='-4':trapmf',[-2.8 -1 -0.28 -0.24]

MF7='+4':trapmf',[0.15 0.2 1 2.8]

MF8='-3':trimf',[-0.28 -0.19 -0.16]

MF9='+3':trimf',[0.1 0.14 0.18]

[Rules]

1, 1 (1) : 1

2, 2 (1) : 1

3, 3 (1) : 1

4, 4 (1) : 1

5, 5 (1) : 1

6, 6 (1) : 1

7, 7 (1) : 1

8, 8 (1) : 1

9, 9 (1) : 1

A.3 FLC P do controlador de força implementado no FPGA do eixo TFVQ

[System]

Name='Fuzzy_TFVQ_force_FPGA'

Type='mamdani'

Version=2.0

NumInputs=1

NumOutputs=1

NumRules=9

AndMethod='min'

OrMethod='max'

```
ImpMethod='min'  
AggMethod='max'  
DefuzzMethod='centroid'
```

```
[Input1]  
Name='force'  
Range=[-1 1]  
NumMFs=9  
MF1='-1':trimf,[-0.15 -0.05 -0.01]  
MF2='0':trimf,[-0.02 0 0.02]  
MF3='+1':trimf,[0.01 0.05 0.15]  
MF4='-2':trimf,[-0.3 -0.15 -0.05]  
MF5='+2':trimf,[0.05 0.15 0.3]  
MF6='-4':trapmf,[-2.8 -1 -0.5 -0.3]  
MF7='+4':trapmf,[0.3 0.5 1 2.75]  
MF8='-3':trimf,[-0.5 -0.3 -0.15]  
MF9='+3':trimf,[0.15 0.3 0.5]
```

```
[Output1]  
Name='output'  
Range=[-32767 32767]  
NumMFs=9  
MF1='-1':trimf,[-9830 -8519 -2621]  
MF2='0':trimf,[-3932 -2621 1311]  
MF3='+1':trimf,[-1311 5243 6553]  
MF4='-2':trimf,[-12450 -10490 -8519]  
MF5='+2':trimf,[5243 6553 9175]  
MF6='-4':trapmf,[-91750 -32770 -18350 -15730]  
MF7='+4':trapmf,[9830 13110 32770 91750]  
MF8='-3':trimf,[-18350 -12450 -10490]  
MF9='+3':trimf,[6553 9175 11800]
```

```
[Rules]  
1, 1 (1) : 1  
2, 2 (1) : 1  
3, 3 (1) : 1  
4, 4 (1) : 1  
5, 5 (1) : 1  
6, 6 (1) : 1  
7, 7 (1) : 1  
8, 8 (1) : 1  
9, 9 (1) : 1
```

A.4 FLC P do controlador de posição do eixo FMQ

```
[System]
Name='Fuzzy_FMQ_1in'
Type='mamdani'
Version=2.0
NumInputs=1
NumOutputs=1
NumRules=7
AndMethod='min'
OrMethod='max'
ImpMethod='min'
AggMethod='max'
DefuzzMethod='centroid'

[Input1]
Name='error'
Range=[-1 1]
NumMFs=7
MF1='-1': 'trimf', [-0.3 -0.05 0]
MF2='0': 'trimf', [-0.1 0 0.1]
MF3='+1': 'trimf', [0 0.05 0.3]
MF4='-3': 'trapmf', [-2 -1 -0.5 -0.3]
MF5='-2': 'trimf', [-0.5 -0.3 -0.1]
MF6='+2': 'trimf', [0.1 0.3 0.5]
MF7='+3': 'trapmf', [0.3 0.5 1 2]

[Output1]
Name='output'
Range=[-1 1]
NumMFs=7
MF1='-1': 'trimf', [-0.38 -0.16 0]
MF2='0': 'trimf', [-0.2 0 0.22]
MF3='+1': 'trimf', [0 0.24 0.37]
MF4='-3': 'trapmf', [-1.6 -1 -0.58 -0.38]
MF5='-2': 'trimf', [-0.5 -0.36 -0.2]
MF6='+2': 'trimf', [0.24 0.37 0.52]
MF7='+3': 'trapmf', [0.37 0.6 1 1.6]

[Rules]
1, 1 (1) : 1
2, 2 (1) : 1
3, 3 (1) : 1
4, 4 (1) : 1
5, 5 (1) : 1
6, 6 (1) : 1
7, 7 (1) : 1
```

A.5 FLC PD do controlador de posição do eixo FMQ

```
[System]
Name='Fuzzy_FMQ_2in'
Type='mamdani'
Version=2.0
NumInputs=2
NumOutputs=1
NumRules=25
AndMethod='min'
OrMethod='max'
ImpMethod='min'
AggMethod='max'
DefuzzMethod='centroid'

[Input1]
Name='error'
Range=[-1 1]
NumMFs=7
MF1='-1':trimf,[-0.3 -0.05 0]
MF2='0':trimf,[-0.1 0 0.1]
MF3='+1':trimf,[0 0.05 0.3]
MF4='-3':trapmf,[-2 -1 -0.5 -0.3]
MF5='-2':trimf,[-0.5 -0.3 -0.1]
MF6='+2':trimf,[0.1 0.3 0.5]
MF7='+3':trapmf,[0.3 0.5 1 2]

[Input2]
Name='velocity'
Range=[-1 1]
NumMFs=7
MF1='-3':trapmf,[-1.3 -1.033 -0.8 -0.7]
MF2='-2':trimf,[-0.8 -0.45 -0.2]
MF3='-1':trimf,[-0.45 -0.2 -0.05]
MF4='0':trimf,[-0.2 0 0.2]
MF5='+1':trimf,[0.05 0.2 0.45]
MF6='+2':trimf,[0.2 0.45 0.8]
MF7='+3':trapmf,[0.7 0.8 1 1.281]

[Output1]
Name='output'
Range=[-1 1]
NumMFs=7
MF1='-1':trimf,[-0.38 -0.16 0]
```



```
MF2='0':trimf',[-0.2 0 0.22]
MF3='+1':trimf',[0 0.24 0.37]
MF4='-3':trapmf',[-1.6 -1 -0.58 -0.38]
MF5='-2':trimf',[-0.5 -0.36 -0.2]
MF6='+2':trimf',[0.24 0.37 0.52]
MF7='+3':trapmf',[0.37 0.6 1 1.6]
```

```
[Rules]
4 1, 5 (1) : 1
4 2, 5 (1) : 1
4 3, 4 (1) : 1
4 4, 4 (1) : 1
7 4, 7 (1) : 1
7 5, 7 (1) : 1
7 6, 6 (1) : 1
7 7, 6 (1) : 1
5 1, 2 (1) : 1
5 2, 1 (1) : 1
5 3, 5 (1) : 1
5 4, 5 (1) : 1
6 4, 6 (1) : 1
6 5, 6 (1) : 1
6 6, 3 (1) : 1
6 7, 2 (1) : 1
1 1, 3 (1) : 1
1 2, 2 (1) : 1
1 3, 1 (1) : 1
1 4, 1 (1) : 1
3 4, 3 (1) : 1
3 5, 3 (1) : 1
3 6, 2 (1) : 1
3 7, 1 (1) : 1
2 0, 2 (1) : 1
```

A.6 FLC P do controlador de posição do eixo RT

```
[System]
Name='Fuzzy_RT'
Type='mamdani'
Version=2.0
NumInputs=1
NumOutputs=1
NumRules=7
AndMethod='min'
OrMethod='max'
```

```

ImpMethod='min'
AggMethod='max'
DefuzzMethod='centroid'

```

```

[Input1]
Name='error'
Range=[-1 1]
NumMFs=7
MF1='-2':trimf,[-0.8 -0.5 -0.1]
MF2='-1':trimf,[-0.5 -0.2 0]
MF3='0':trimf,[-0.02 0 0.02]
MF4='+1':trimf,[0 0.2 0.4]
MF5='+2':trimf,[0.1 0.5 0.8]
MF6='-3':trapmf,[-1.5 -1 -0.8 -0.5]
MF7='+3':trapmf,[0.5 0.8 1 1.5]

```

```

[Output1]
Name='output'
Range=[-1 1]
NumMFs=7
MF1='-2':trimf,[-0.72 -0.43 -0.36]
MF2='-1':trimf,[-0.43 -0.36 -0.05]
MF3='0':trimf,[-0.07 0 0.25]
MF4='+1':trimf,[0.02 0.35 0.52]
MF5='+2':trimf,[0.4 0.52 0.85]
MF6='-3':trapmf,[-1.5 -1 -0.7 -0.43]
MF7='+3':trapmf,[0.52 0.85 1 1.5]

```

```

[Rules]
1, 1 (1) : 1
2, 2 (1) : 1
3, 3 (1) : 1
4, 4 (1) : 1
5, 5 (1) : 1
6, 6 (1) : 1
7, 7 (1) : 1

```

A.7 FLC P do controlador de posição do eixo THAP

```

[System]
Name='Fuzzy_THAP'
Type='mamdani'
Version=2.0
NumInputs=1
NumOutputs=1

```

```
NumRules=9
AndMethod='min'
OrMethod='max'
ImpMethod='min'
AggMethod='max'
DefuzzMethod='centroid'

[Input1]
Name='error'
Range=[-1 1]
NumMFs=9
MF1='-4':'trapmf',[-1.5 -1 -0.6 -0.4]
MF2='-2':'trimf',[-0.4 -0.2 -0.05]
MF3='-1':'trimf',[-0.2 -0.05 0]
MF4='0':'trimf',[-0.02 0 0.02]
MF5='+1':'trimf',[0 0.05 0.2]
MF6='+2':'trimf',[0.05 0.2 0.4]
MF7='+4':'trapmf',[0.4 0.6 1 1.5]
MF8='-3':'trimf',[-0.6 -0.4 -0.2]
MF9='+3':'trimf',[0.2 0.4 0.6]

[Output1]
Name='output'
Range=[-1 1]
NumMFs=9
MF1='-4':'trapmf',[-1.5 -1 -0.6 -0.4]
MF2='-2':'trimf',[-0.4 -0.3 -0.22]
MF3='-1':'trimf',[-0.3 -0.22 -0]
MF4='0':'trimf',[-0.2 0.02 0.19]
MF5='+1':'trimf',[0 0.18 0.27]
MF6='+2':'trimf',[0.19 0.27 0.4]
MF7='+4':'trapmf',[0.4 0.6 1 1.5]
MF8='-3':'trimf',[-0.6 -0.4 -0.3]
MF9='+3':'trimf',[0.27 0.4 0.6]

[Rules]
1, 1 (1) : 1
2, 2 (1) : 1
3, 3 (1) : 1
4, 4 (1) : 1
5, 5 (1) : 1
6, 6 (1) : 1
7, 7 (1) : 1
9, 9 (1) : 1
8, 8 (1) : 1
```

A.8 FLC P do controlador de posição do eixo THML

```

[System]
Name='Fuzzy_THML'
Type='mamdani'
Version=2.0
NumInputs=1
NumOutputs=1
NumRules=9
AndMethod='min'
OrMethod='max'
ImpMethod='min'
AggMethod='max'
DefuzzMethod='centroid'

[Input1]
Name='error'
Range=[-1 1]
NumMFs=9
MF1='-4':'trapmf',[-1.5 -1 -0.6 -0.4]
MF2='-2':'trimf',[-0.4 -0.2 -0.05]
MF3='-1':'trimf',[-0.2 -0.05 0]
MF4='0':'trimf',[-0.02 0 0.02]
MF5='+1':'trimf',[0 0.05 0.2]
MF6='+2':'trimf',[0.05 0.2 0.4]
MF7='+4':'trapmf',[0.4 0.6 1 1.5]
MF8='-3':'trimf',[-0.6 -0.4 -0.2]
MF9='+3':'trimf',[0.2 0.4 0.6]

[Output1]
Name='output'
Range=[-1 1]
NumMFs=9
MF1='+4':'trapmf',[-1.5 -1 -0.4 -0.22]
MF2='-3':'trimf',[-0.4 -0.22 -0.11]
MF3='-2':'trimf',[-0.22 -0.11 -0.08]
MF4='-1':'trimf',[-0.11 -0.08 0.1]
MF5='0':'trimf',[-0.08 0.1 0.18]
MF6='+1':'trimf',[0.1 0.18 0.3]
MF7='+2':'trimf',[0.18 0.3 0.36]
MF8='+3':'trimf',[0.3 0.36 0.5]
MF9='+4':'trapmf',[0.36 0.5 1 1.5]

[Rules]
1, 1 (1) : 1
2, 3 (1) : 1
3, 4 (1) : 1

```

4, 5 (1) : 1
5, 6 (1) : 1
6, 7 (1) : 1
7, 9 (1) : 1
8, 2 (1) : 1
9, 8 (1) : 1

A.9 FLC I(D)

[System]
Name='Fuzzy Integral'
Type='mamdani'
Version=2.0
NumInputs=1
NumOutputs=1
NumRules=3
AndMethod='min'
OrMethod='max'
ImpMethod='min'
AggMethod='max'
DefuzzMethod='centroid'

[Input1]
Name='input1'
Range=[-1 1]
NumMFs=3
MF1='-1': 'gauss2mf', [0.1658 -1.205 0.01 -0.2]
MF2='0': 'gauss2mf', [0.05 -0.05 0.05 0.05]
MF3='+1': 'gauss2mf', [0.01 0.2 0.2718 1.08]

[Output1]
Name='output1'
Range=[0 1]
NumMFs=2
MF1='1': 'trimf', [1 1 1]
MF2='0': 'trimf', [0 0 0]

[Rules]
1, 2 (1) : 1
2, 1 (1) : 1
3, 2 (1) : 1

Apêndice B

Restantes resultados experimentais

B.1 Translação e Força Vertical Quadril - controlo de posição

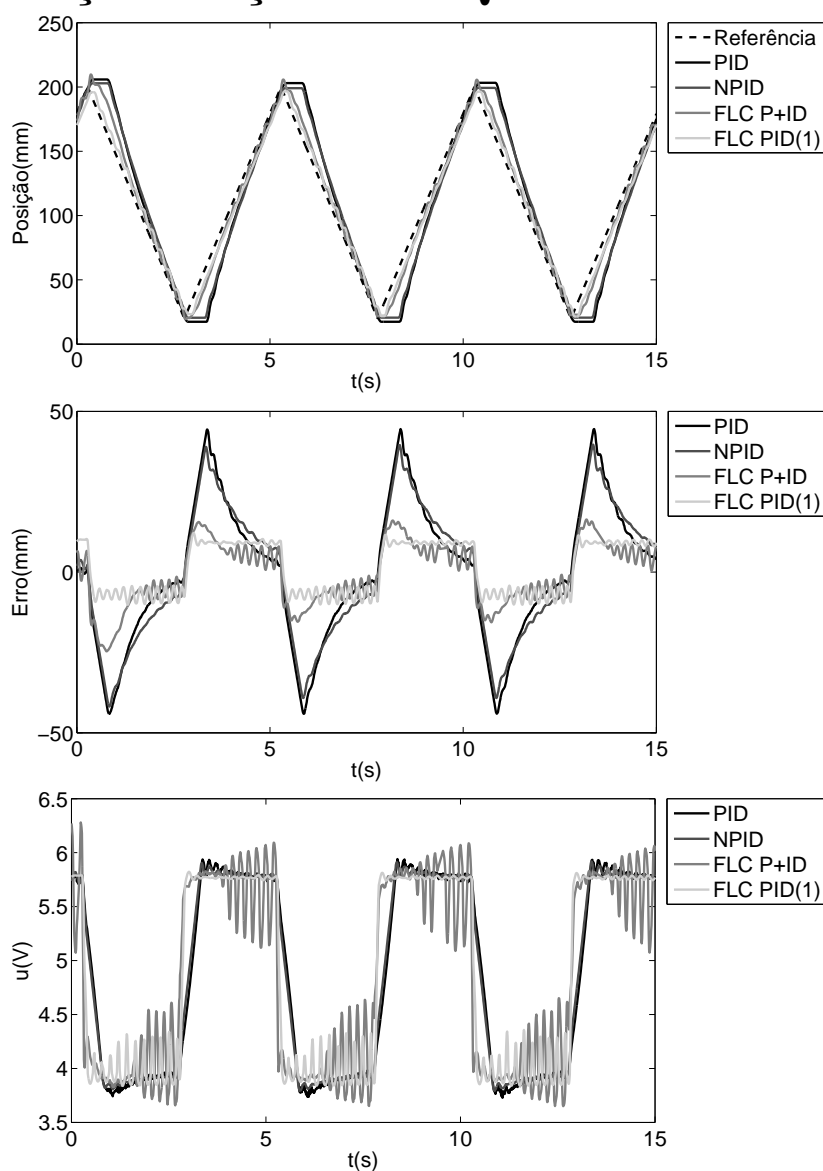


Figura B.1: Resposta a um sinal em rampa $10 \rightarrow 200$ (mm) no eixo TFVQ.

Tabela B.1: Resultados experimentais da resposta ao sinal em rampa no eixo TFVQ.

Controlador	MSE (mm^2)	ESM (mm)
PID	468,429	44,501
NPID	424,000	41,824
FLC P+ID	88,759	24,686
FLC PID(1)	67,434	12,162

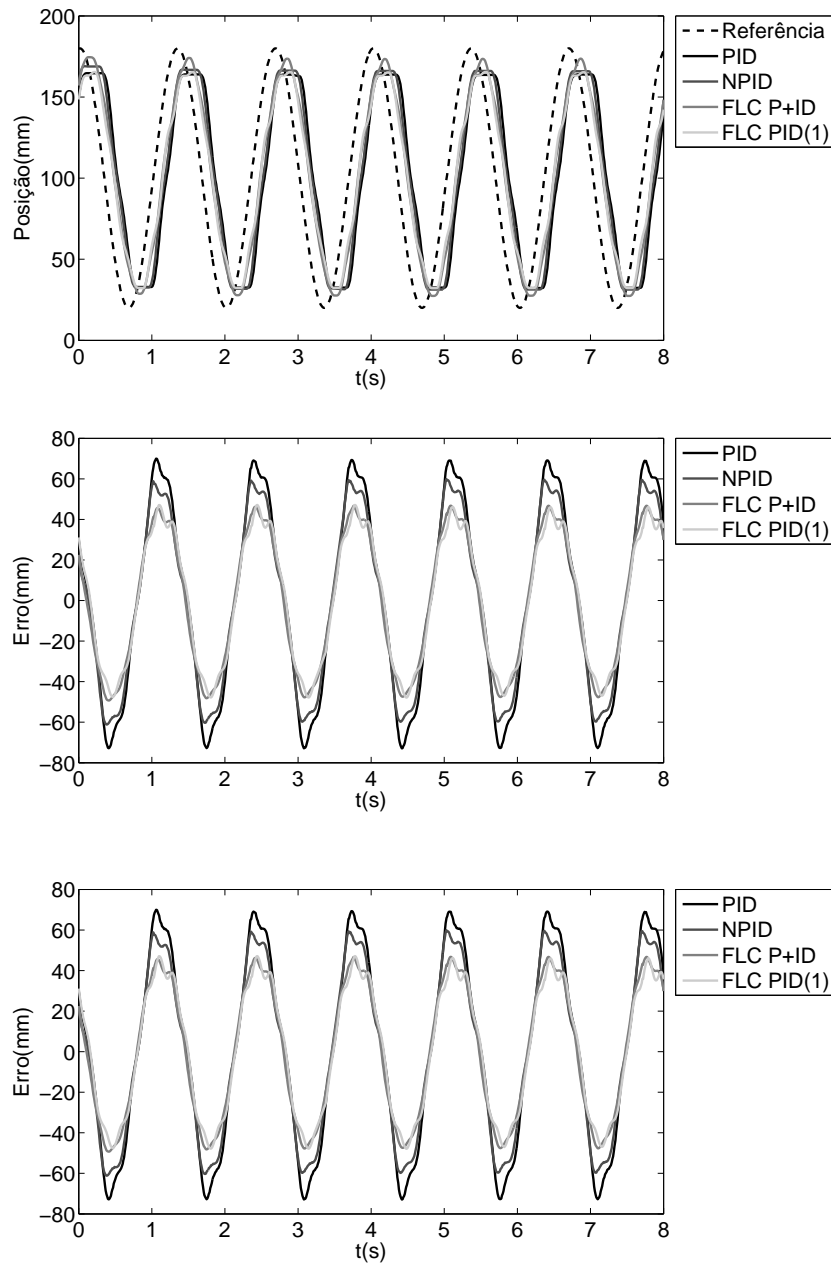
Figura B.2: Resposta ao seguimento de uma trajetória sinusoidal com amplitude 80 mm, *offset* 100 mm e frequência 3 Hz no eixo TFVQ.

Tabela B.2: Resultados experimentais da resposta ao seguimento de uma trajetória sinusoidal com período de 3 s no eixo TFVQ.

Controlador	MSE (mm^2)	ESM (mm)
PID	2154,858	72,924
NPID	1675,664	61,170
FLC P+ID	1103,334	49,326
FLC PID(1)	1020,671	47,894

B.2 Translação e Força Vertical Quadril - controlo de força

B.2.1 Controlo de força implementado no controlador de tempo-real

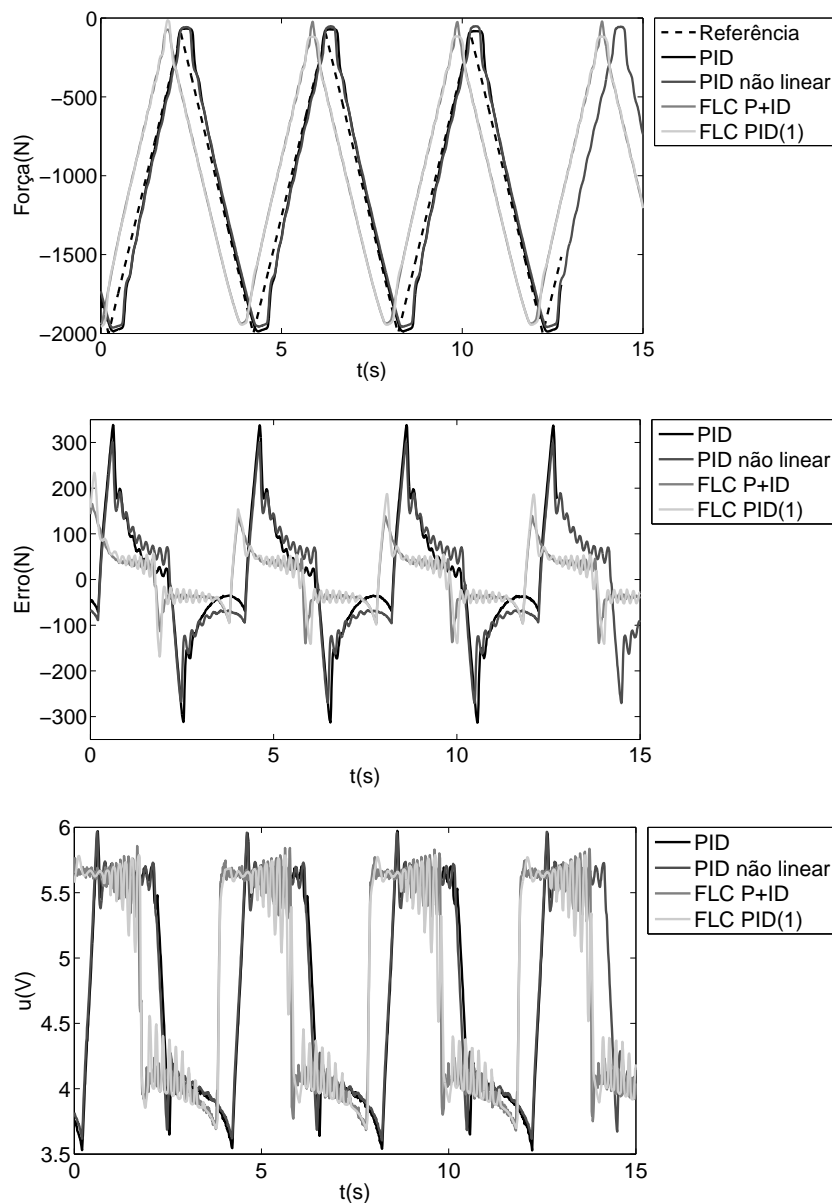


Figura B.3: Resposta a um sinal em rampa $-200 \rightarrow -2000$ (N) no eixo TFVQ.

Tabela B.3: Resultados experimentais da resposta ao sinal em rampa no eixo TFVQ.

Controlador	MSE (kN^2)	ESM(N)
PID	16,503	339,58
NPID	14,676	301,58
FLC P+ID	3,291	165,33
FLC PID(1)	3,915	233,96

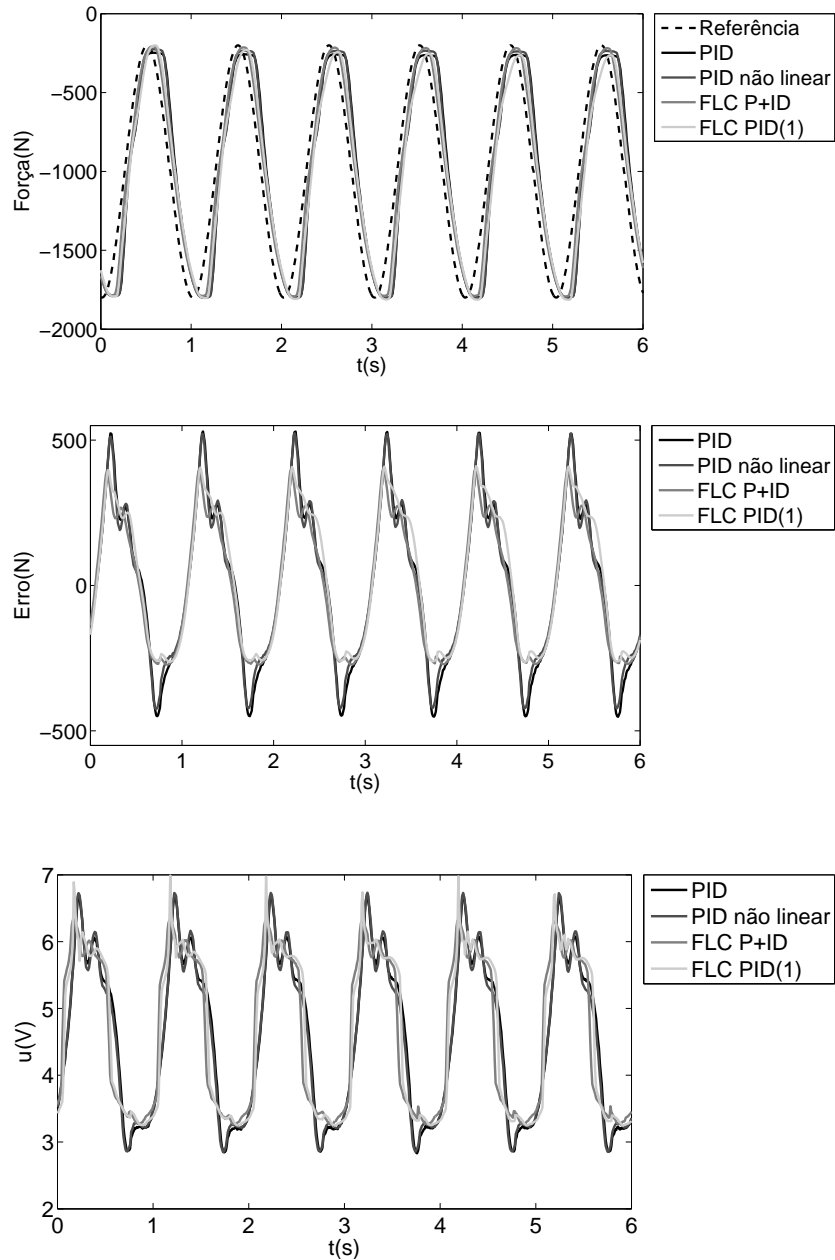
Figura B.4: Resposta ao seguimento de uma trajetória sinusoidal com amplitude 800 N, *offset* -1000 N e frequência 1 Hz.

Tabela B.4: Resultados experimentais da resposta ao seguimento de uma trajetória sinusoidal com frequência de 1 Hz no eixo TFFVQ.

Controlador	MSE (kN^2)	ESM(N)
PID	73,161	529,57
NPID	67,554	523,71
FLC P+ID	49,296	399,17
FLC PID(1)	54,219	410,31

B.2.2 Controlo de força implementado no FPGA

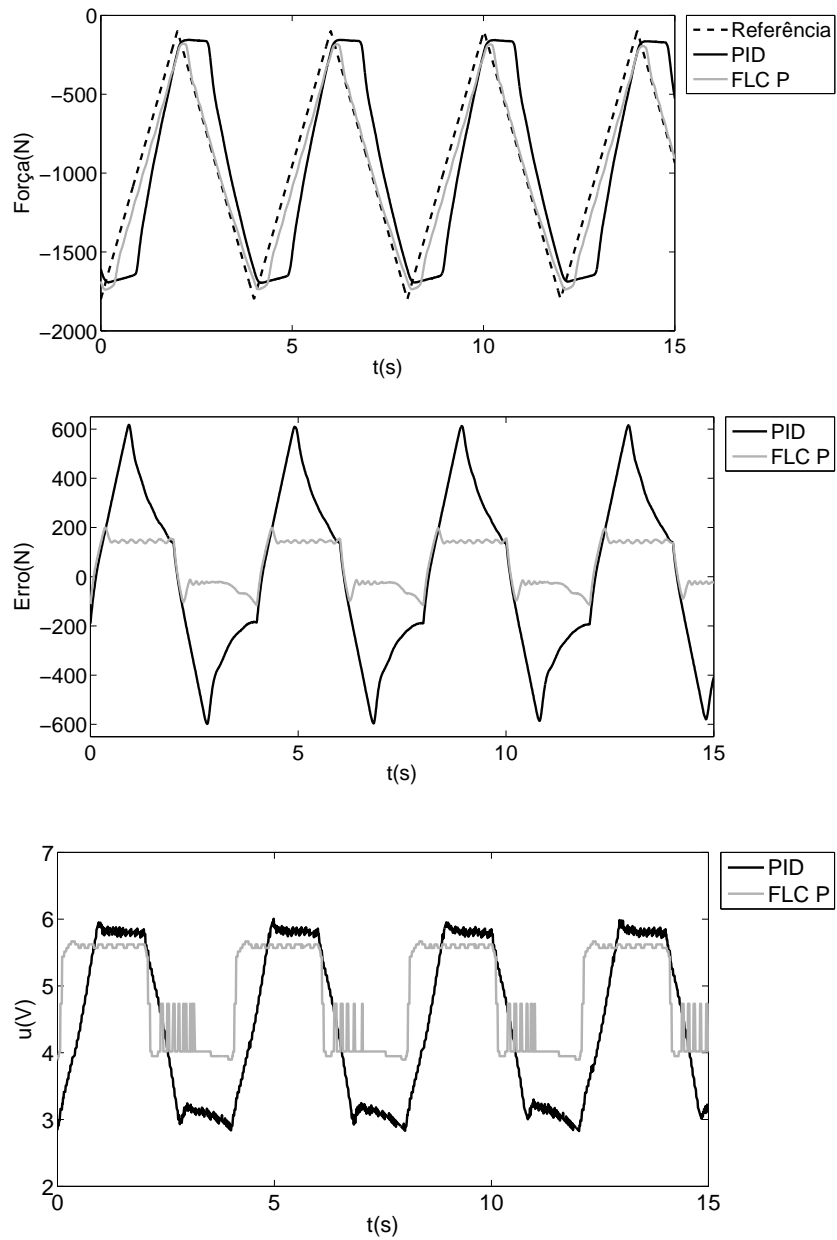


Figura B.5: Resposta a um sinal em rampa $-50 \rightarrow -1800$ (N) no eixo TFFVQ.

Tabela B.5: Resultados experimentais da resposta a um sinal em rampa no eixo TFVQ.

Controlador	MSE (kN^2)	ESM (N)
PID	109,727	617,73
FLC P	12,316	199,97

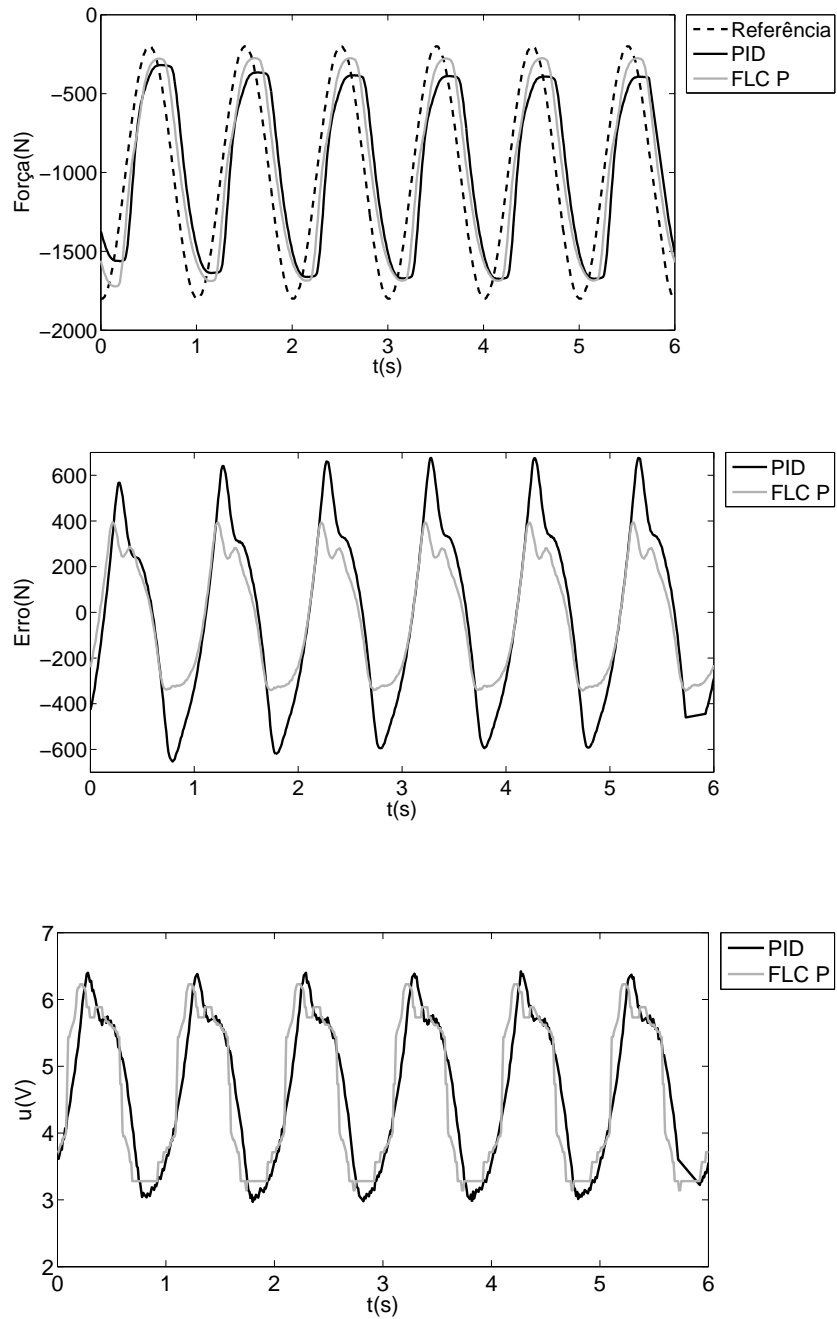
Figura B.6: Resposta ao seguimento de uma trajetória sinusoidal de amplitude 800 N, *offset* 1000 N e frequência 0,5 Hz no eixo TFVQ CC2.

Tabela B.6: Resultados experimentais da resposta ao seguimento de uma trajetória sinusoidal com frequência de 0,5 Hz no eixo TFFVQ.

Controlador	MSE (kN^2)	ESM (N)
PID	148,241	681,55
FLC P	63,603	394,95

B.3 Força Músculo Quadríceps

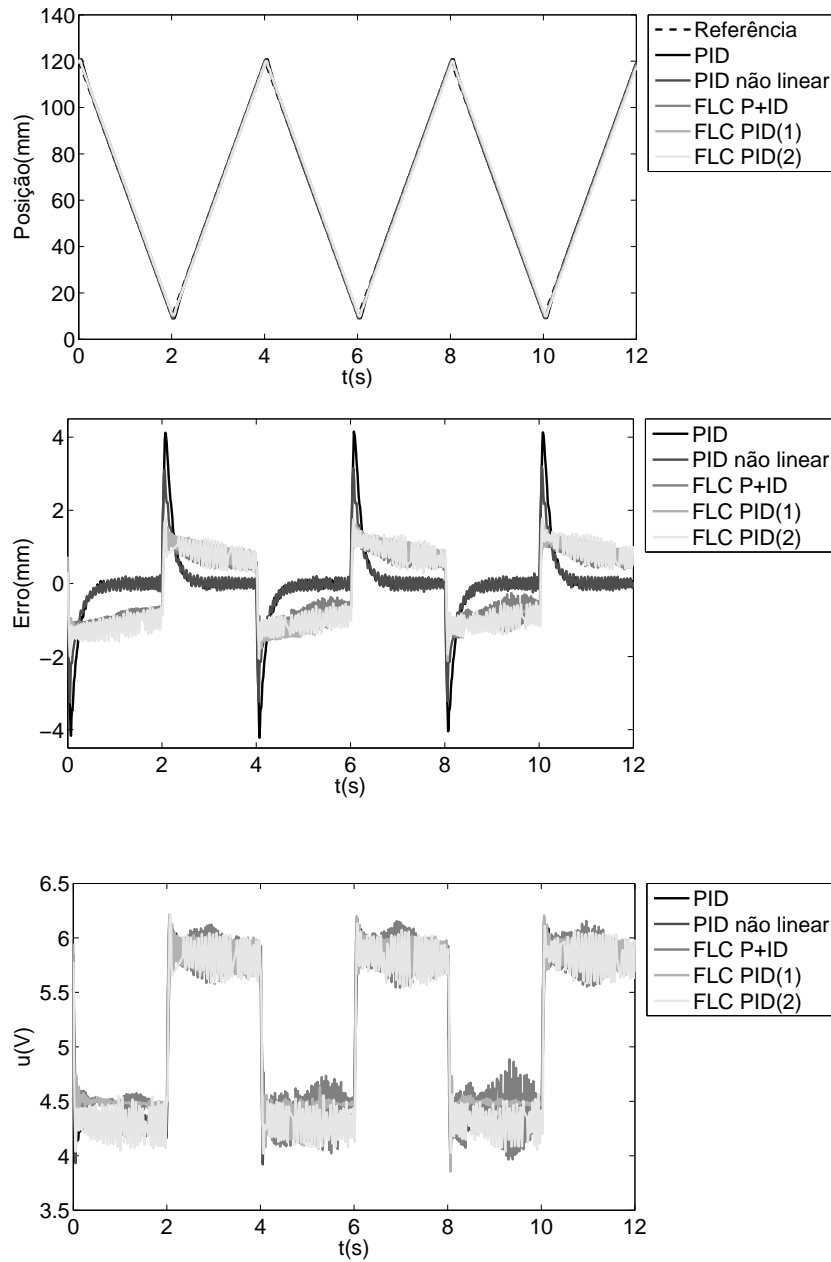


Figura B.7: Resposta a um sinal em rampa $10 \rightarrow 120$ no eixo FMQ.

Tabela B.7: Resultados experimentais da resposta a um sinal em rampa no eixo FMQ.

Controlador	MSE (mm^2)	ESM (mm)
PID	1,080	4,221
NPID	0,543	3,239
FLC P+ID	1,385	2,392
FLC PID(1)	1,188	1,990
FLC PID(2)	1,077	2,055

B.4 Rotação Tíbia

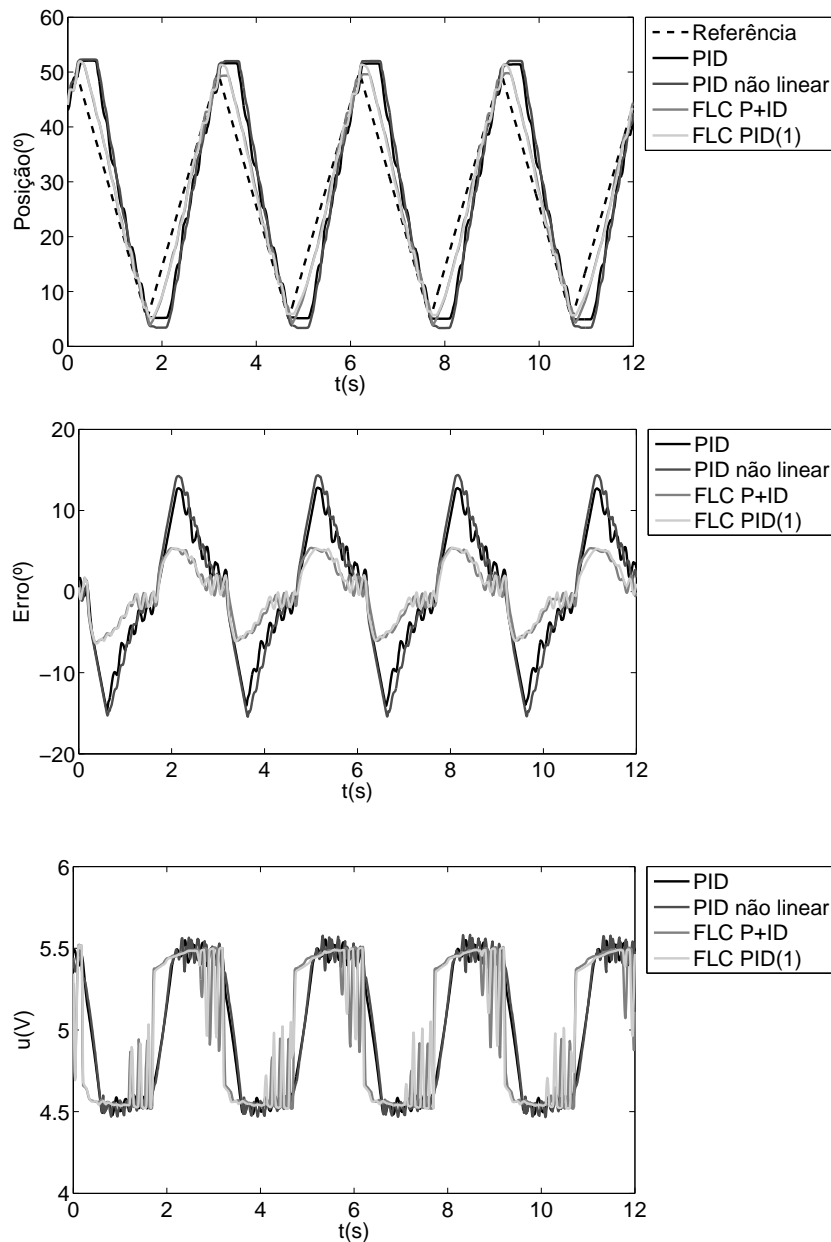
Figura B.8: Resposta a um sinal em rampa $5 \rightarrow 50$ (mm) no eixo RT.

Tabela B.8: Resultados experimentais da resposta a um sinal em rampa no eixo RT.

Controlador	MSE ($^{\circ 2}$)	ESM ($^{\circ}$)
PID	51,205	14,566
NPID	67,686	15,472
FLC P+ID	12,170	6,289
FLC PID(1)	12,213	6,418

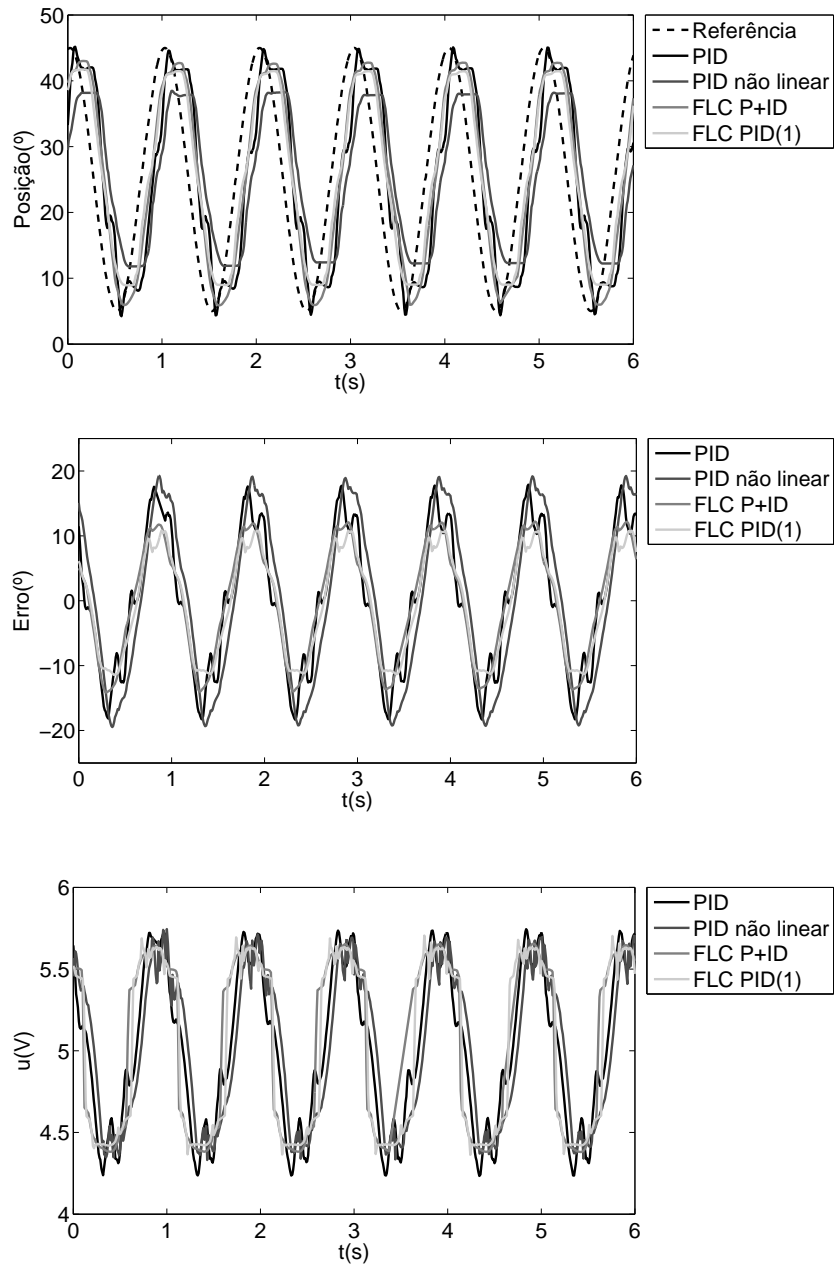
Figura B.9: Resposta ao seguimento de uma trajetória sinusoidal com amplitude de 20 mm, *offset* de 25 mm e frequência de 1 Hz no eixo RT.

Tabela B.9: Resultados experimentais da resposta ao seguimento de uma trajetória sinusoidal com frequência de 1 Hz no eixo RT.

Controlador	MSE ($^{\circ 2}$)	ESM ($^{\circ}$)
PID	107,690	18,328
NPID	158,014	19,480
FLC P+ID	76,892	14,144
FLC PID(1)	58,977	11,440

B.5 Translação Horizontal Anterior-Posterior

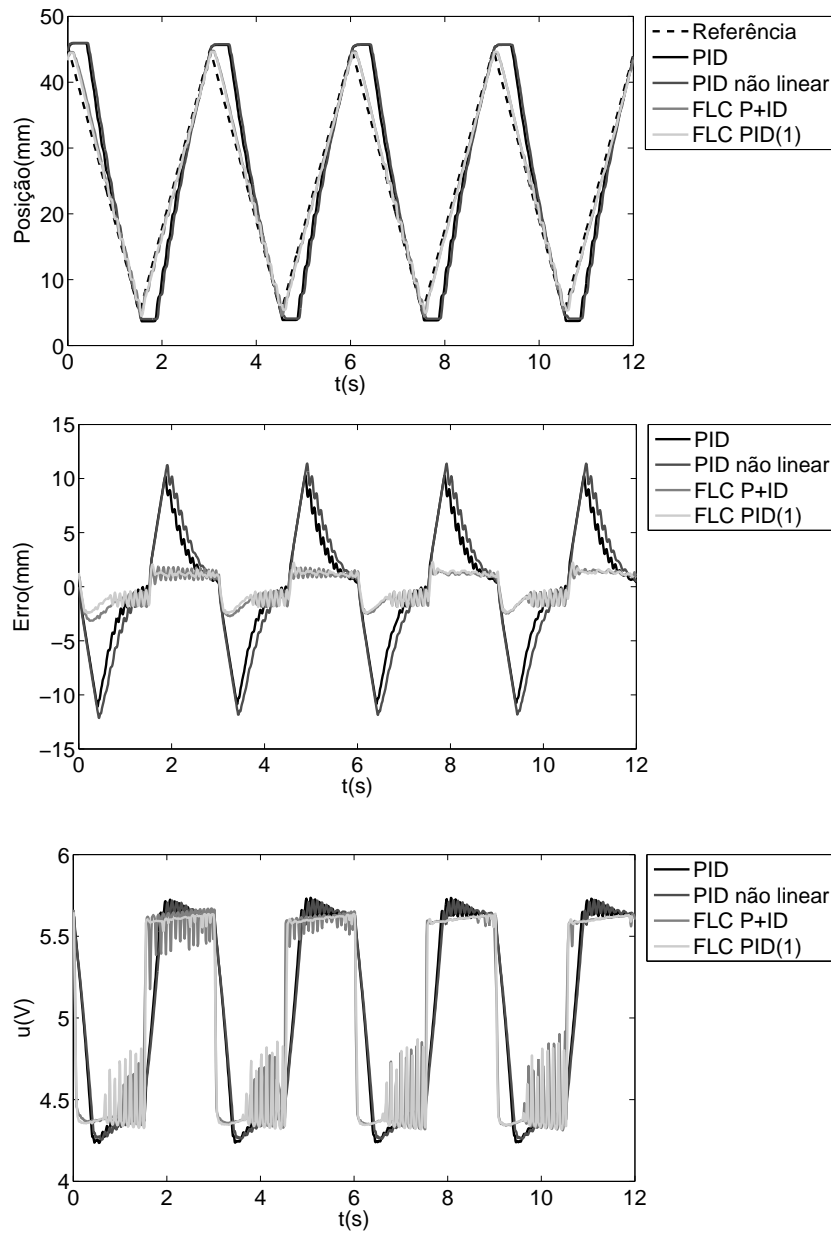


Figura B.10: Resposta a um sinal em rampa $5 \rightarrow 45$ (mm) no eixo THAP.

Tabela B.10: Resultados experimentais da resposta a um sinal em rampa no eixo THAP.

Controlador	MSE (mm^2)	ESM (mm)
PID	25,312	11,072
NPID	36,127	12,147
FLC P+ID	2,163	3,158
FLC PID(1)	1,880	2,463

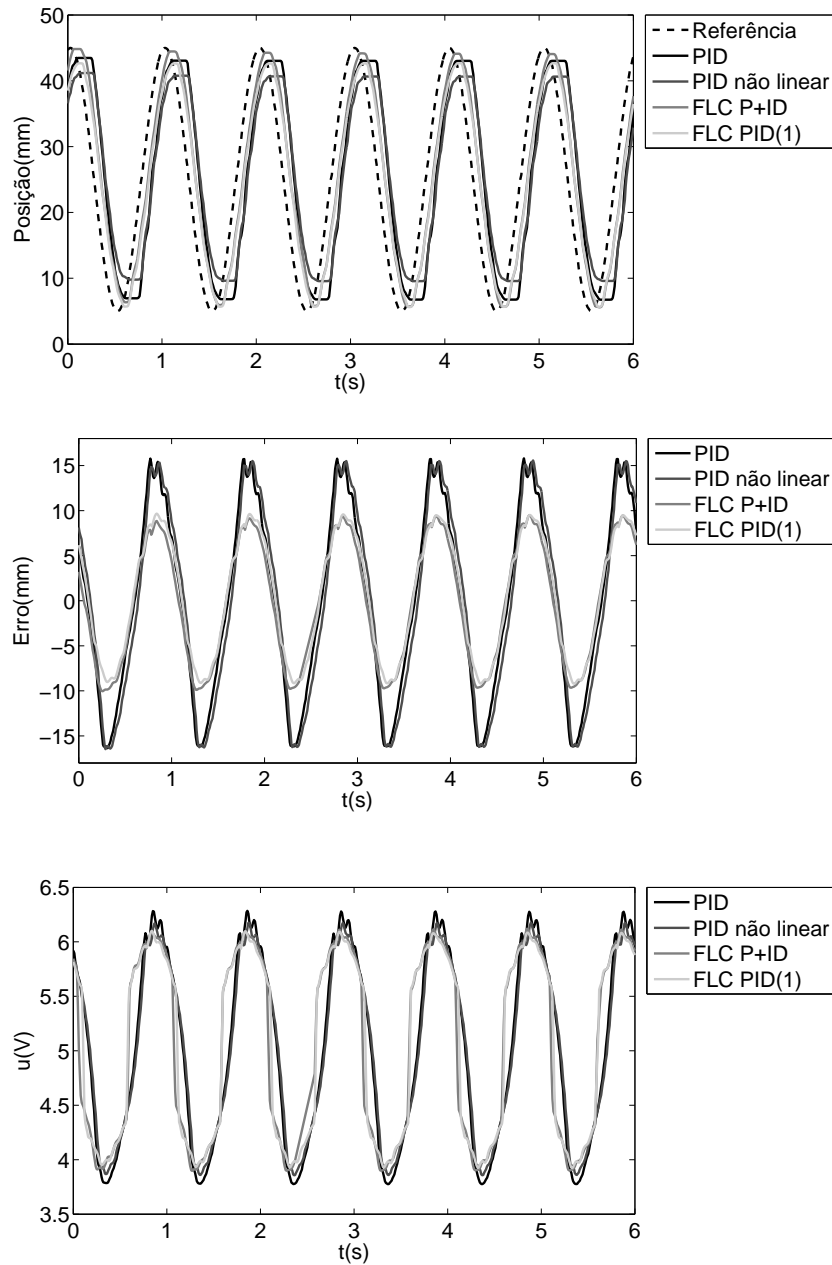
Figura B.11: Resposta ao seguimento de uma trajetória sinusoidal com amplitude de 20 mm, *offset* de 25 mm, frequência de 1 Hz no eixo THAP.

Tabela B.11: Resultados experimentais da resposta ao seguimento de uma trajetória sinusoidal com frequência de 1 Hz no eixo THAP.

Controlador	MSE (mm^2)	ESM (mm)
PID	105,485	16,361
NPID	110,717	16,474
FLC P+ID	45,993	10,044
FLC PID(1)	44,400	9,662

B.6 Translação Horizontal Medial-Lateral

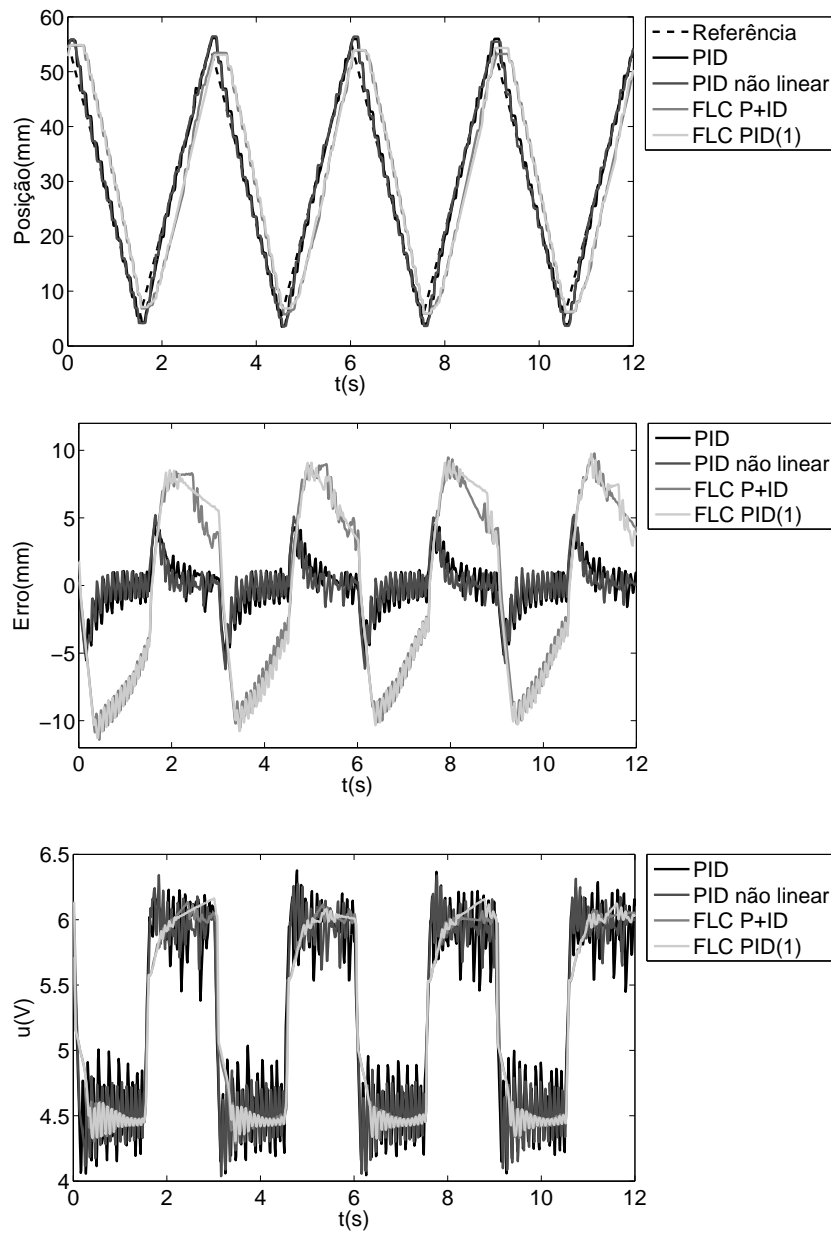


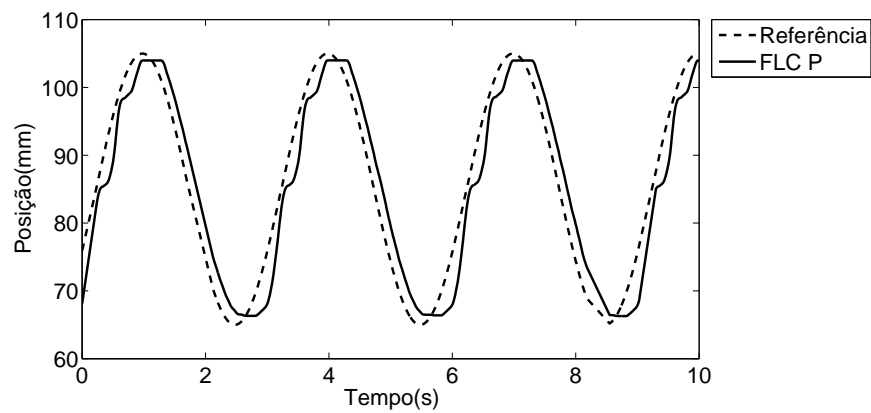
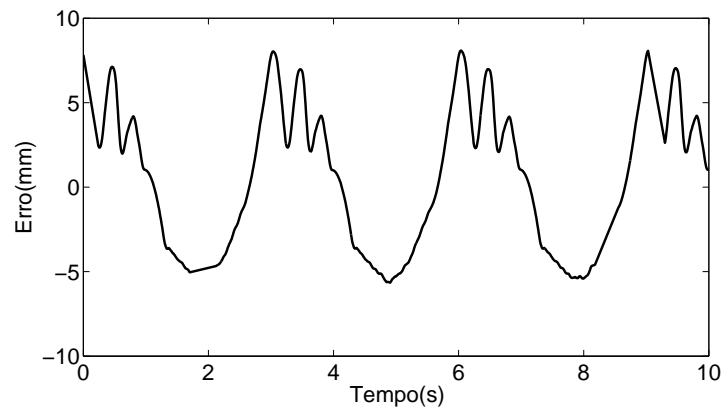
Figura B.12: Resposta a um sinal em rampa $5 \rightarrow 55$ (mm) no eixo THML.

Tabela B.12: Resultados experimentais da resposta a um sinal em rampa no eixo THML.

Controlador	MSE (mm^2)	ESM (mm)
PID	3,391	5,534
NPID	3,127	6,195
FLC P+ID	45,549	11,410
FLC PID(1)	46,760	11,308

B.7 Ensaios com o modelo patelo-femural

B.7.1 Ensaio em anexo 1

Figura B.13: Resposta ao seguimento de uma trajetória sinusoidal de amplitude 25 mm, *offset* 85 mm e período de 3 s no eixo FMQ.Figura B.14: Erro da resposta ao seguimento de uma trajetória sinusoidal de amplitude 25 mm, *offset* 85 mm e período de 3 s no eixo FMQ.

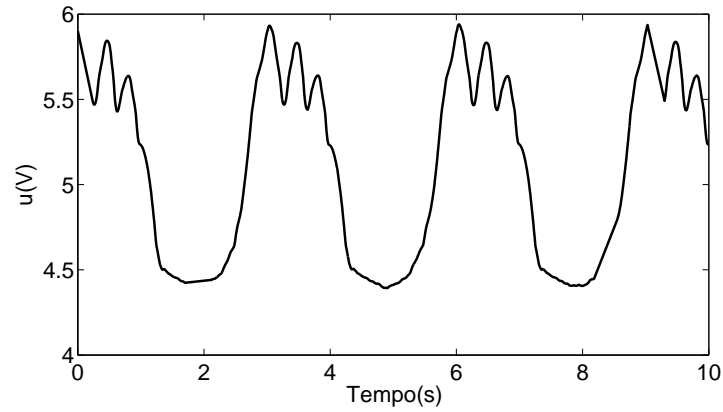


Figura B.15: Saída do controlador na resposta ao seguimento de uma trajetória sinusoidal de amplitude 25 mm, *offset* 85 mm e período de 3 s no eixo FMQ.

Tabela B.13: Resultados experimentais da resposta ao seguimento de uma trajetória sinusoidal com frequência de 3 s no eixo FMQ.

MSE	17,862 mm^2
ESM	8,113 mm

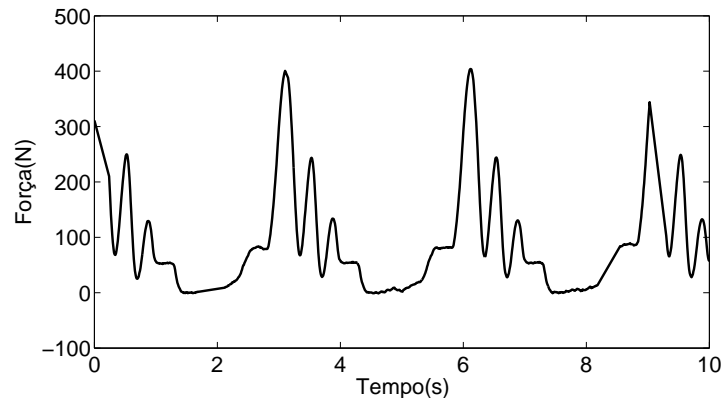


Figura B.16: Força lida pela transdutor de força presente no eixo FMQ durante um ensaio com o modelo patelo-femural.

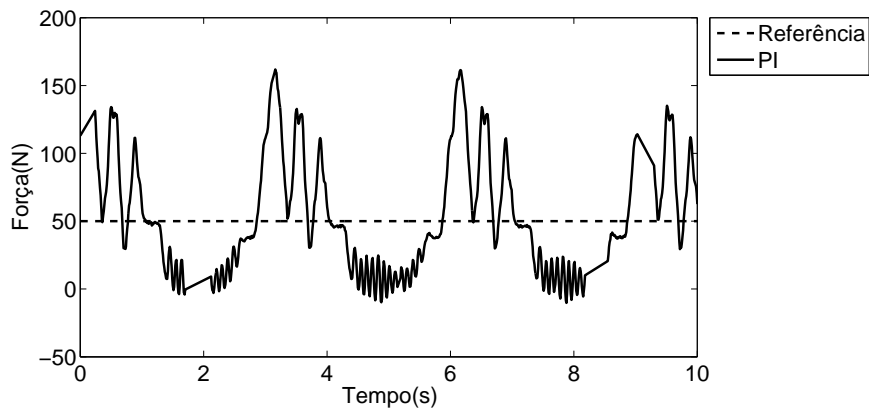


Figura B.17: Seguimento de um sinal constante de 50 N no eixo TFVQ.

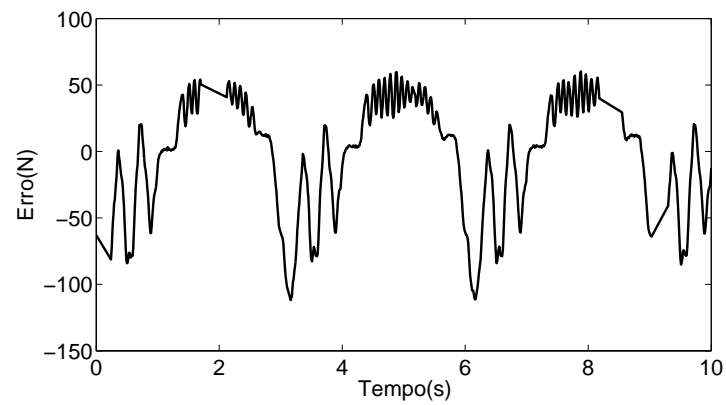


Figura B.18: Erro de seguimento de um sinal constante de 50 N no eixo TFVQ.

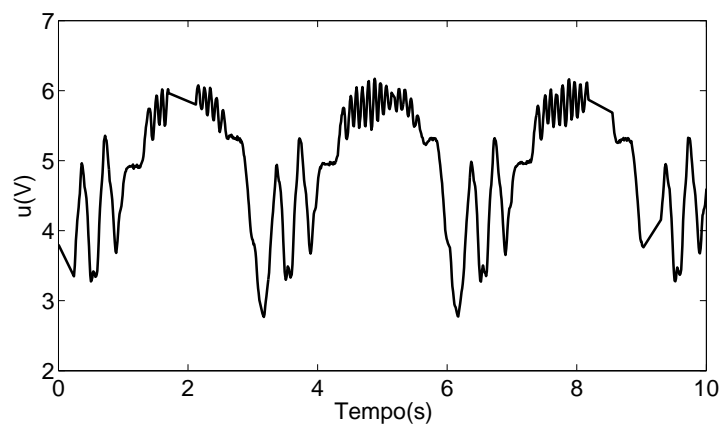


Figura B.19: Saída do controlador PI no seguimento de um sinal constante de 50 N no eixo TFVQ.

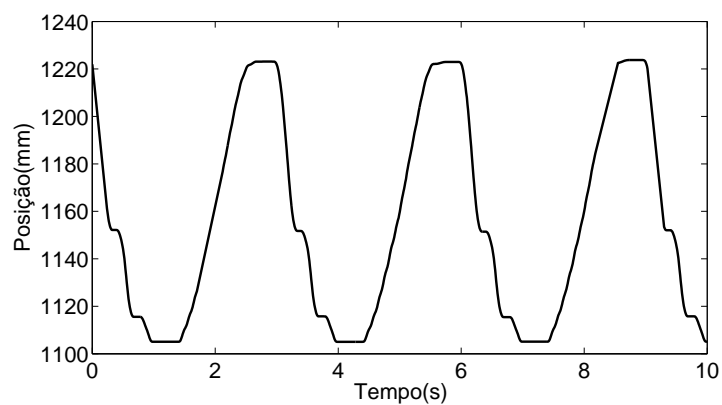


Figura B.20: Posição do eixo TFVQ durante um ensaio com o modelo patelo-femural.

B.7.2 Ensaio em anexo 2

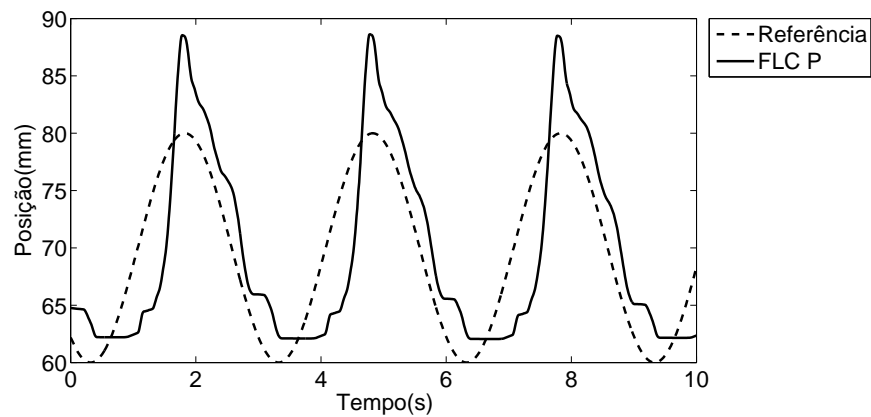


Figura B.21: Resposta ao seguimento de uma trajetória sinusoidal de amplitude 10 mm, *offset* 70 mm e período de 3 s no eixo FMQ.

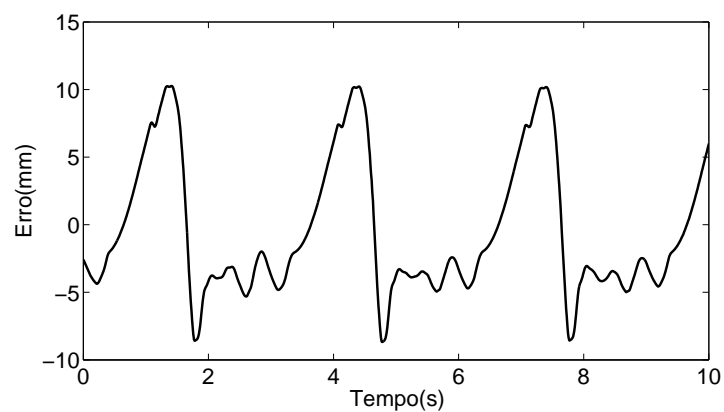


Figura B.22: Erro da resposta ao seguimento de uma trajetória sinusoidal de amplitude 10 mm, *offset* 70 mm e período de 3 s no eixo FMQ.

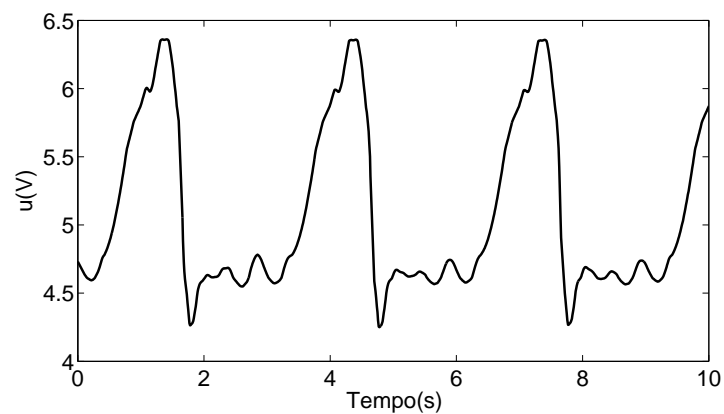


Figura B.23: Saída do controlador na resposta ao seguimento de uma trajetória sinusoidal de amplitude 10 mm, *offset* 70 mm e período de 3 s no eixo FMQ.

Tabela B.14: Resultados experimentais da resposta ao seguimento de uma trajetória sinusoidal com frequência de 3 s no eixo FMQ.

MSE	26,302 mm^2
ESM	10,263 mm

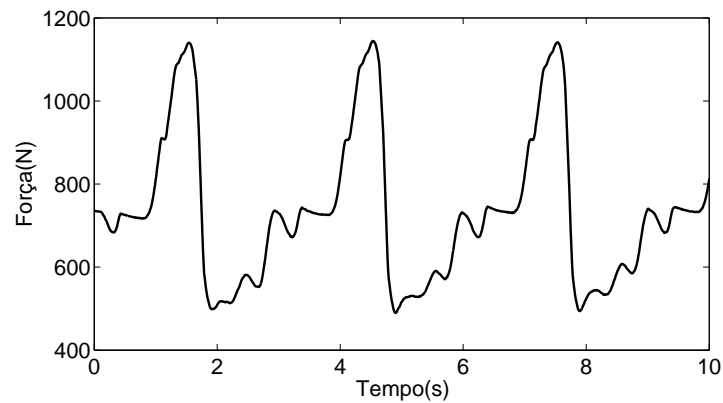


Figura B.24: Força lida pela transdutor de força presente no eixo FMQ durante um ensaio com o modelo patelo-femural.

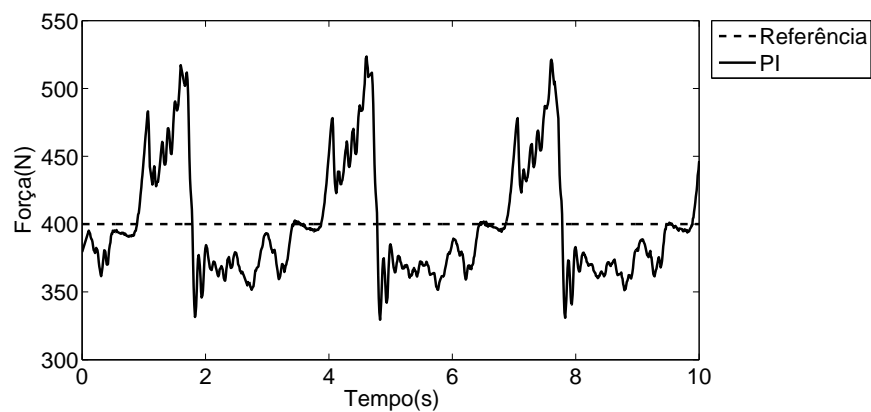


Figura B.25: Seguimento de um sinal constante de 400 N no eixo TFVQ.

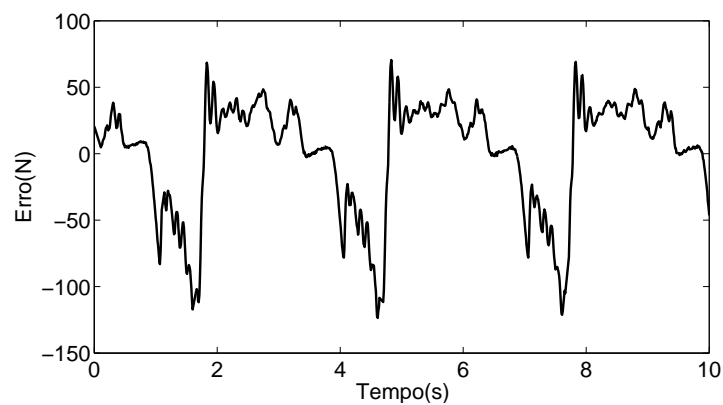


Figura B.26: Erro de seguimento de um sinal constante de 400 N no eixo TFVQ.

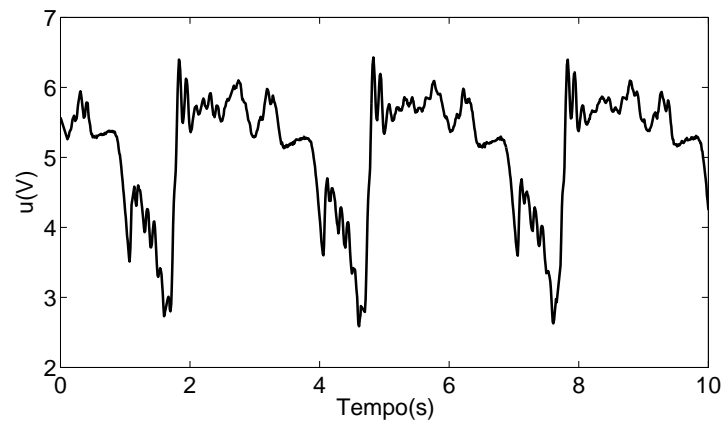


Figura B.27: Saída do controlador PI no seguimento de um sinal constante de 400 N no eixo TFVQ.

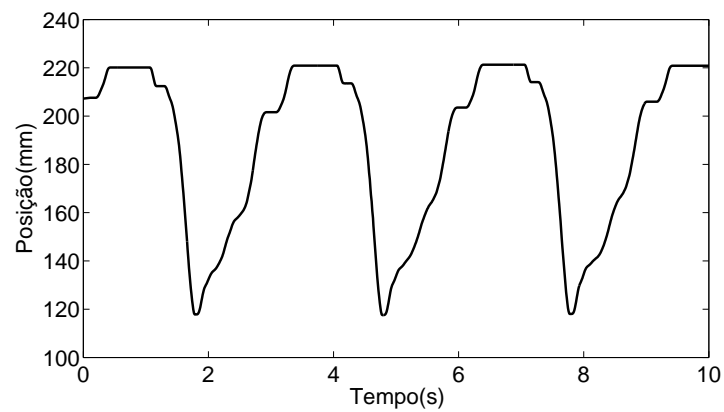


Figura B.28: Posição do eixo TFVQ durante um ensaio com o modelo patelo-femural.